

Dipl.-Ing. W. GÖTZE

621.319.4.062.078

Abstimmbares RC-Brücken-Netzwerk mit nur einem variablen Schaltelement

*(Mitteilung aus dem Institut für fernmeldetechnische Geräte und Anlagen
der Technischen Hochschule Darmstadt)**

Einleitung

Bei induktivitätslosen Schaltungen, wie RC-Generatoren, Phasenschiebern, Frequenzmessern und selektiven Verstärkern im Niederfrequenzbereich verwendet man als frequenzbestimmendes bzw. frequenzabhängiges Element Netzwerke aus Widerständen und Kondensatoren. Allgemein bekannte und in der Literatur häufig behandelte Typen sind die Wien-Brücke, das Doppel-T-Glied oder als Vereinfachung das überbrückte T-Glied und der RC-Kettenleiter. Bei fast allen Anwendungen ist es erforderlich, die Arbeitsfrequenz des Netzwerkes über einen möglichst weiten Bereich zu variieren, d. h. den RC-Vierpol auf verschiedene „Eigenfrequenzen“ abzustimmen. Das erfolgt in der Wien-Brücke beispielsweise durch Verändern von jeweils zwei Widerständen oder Kondensatoren; im Doppel-T-Glied und im Kettenleiter sind drei variable Schaltelemente vorzusehen, wobei die Schwierigkeit darin besteht, daß die einzelnen Variationskennlinien genau übereinstimmen müssen, will man eine konstante Ausgangsspannung erzielen. Praktisch ist das mit vernünftigem Aufwand nur in grober Annäherung zu erreichen; damit verschlechtern sich jedoch die erwünschten selektiven Eigenschaften des Netzwerkes. Eine von Villard angegebene und mehrfach referierte Anordnung [1] ist zwar von einem exakten Gleichlauf unabhängig, benötigt jedoch auch zwei Regelwiderstände und zeigt nur eine geringe Grundselektivität; zudem ist der Röhrenaufwand mit vier Systemen relativ groß.

Die im folgenden beschriebene RC-Schaltung gestattet eine Variation der Eigenfrequenz durch Änderung nur eines R- oder C-Elementes und liefert eine im Betrag konstante Ausgangsspannung. Sie stellt eine Kombination von RC-Netzwerk und Röhrenschaltung dar und basiert auf dem einfachen Kreuzglied, wie es in Phasenschiebern gelegentlich Verwendung findet.

* Die Veröffentlichung behandelt ein Teilproblem einer größeren Arbeit, die mit Unterstützung der Deutschen Forschungsgemeinschaft durchgeführt wird, der an dieser Stelle ergebenst gedankt sei.

RC-Brücke mit ausgebildetem Nullzweig

Eine normale Phasendrehbrücke (Abb. 1) zeigt mit der Frequenz ω bei konstantem $|\ddot{u}|$ einen Phasenwinkel $\varphi_{\ddot{u}}$ von Null bis 180° . Dabei ist

$$\ddot{u} = \frac{U_1}{U_2} = \text{Leerlaufspannungsübersetzung}, \quad (1)$$

$$\varphi_{\ddot{u}} = \arctg \frac{\text{Im } \ddot{u}}{\text{Re } \ddot{u}} = \text{Phasenwinkel des Zeigers } \ddot{u} \quad (2)$$

Die sogenannte Resonanz- oder Eigenfrequenz ω_0 ist definiert durch die allgemeine Beziehung

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}, \quad (3)$$

$$\text{wobei } RC = R_1 C_1 = R_2 C_2 = R_3 C_3$$

Für die Rechnung setzt man vereinfachend $\omega RC = a$ (4)

Schließt man den Nullzweig mit einer RC-Reihenschaltung und greift die Ausgangsspannung entsprechend Abb. 2 oder 3 ab, so wird jeweils eine Ein- und Ausgangsklemme des Vierpols gemeinsam, und er läßt sich ohne weiteres mit üblichen Röhrenschaltungen kombinieren [2]. Der Betrag des Vektors \ddot{u} ist jetzt ebenfalls frequenzabhängig und zeigt Filter- oder Sperrecharakter, ähnlich wie bei der Wien-Brücke. Die Abb. 3 ist übrigens identisch mit dem verschiedentlich behandelten Parallel-T-Netzwerk, [3 u. a].

Bei den dargestellten Kurven $|\ddot{u}|$ und $\varphi_{\ddot{u}} = f(\omega)$ wurde eine Voraussetzung gemacht, die sich praktisch niemals streng erfüllen läßt: Die Brücke arbeitet nämlich nicht im Leerlauf, sondern wird durch den Nullzweig R_3, C_3 mehr oder weniger belastet. Für die im folgenden weiter untersuchte und verwendete Schaltung (Abb. 2) sind in den Abb. 4 und 5 drei verschiedene Belastungsfälle als Parameter dargestellt:

$$\begin{array}{lll} \text{a) } R_1 = R_2 = R_3 & \text{b) } R_1 = R_2 = \frac{R_3}{2} & \text{c) } R_1 = R_2 \ll R_3 \\ C_1 = C_2 = C_3 & C_1 = C_2 = 2 C_3 & C_1 = C_2 \gg C_3. \end{array}$$

Dabei gilt in jedem Fall: $\omega_0 RC = a_0 = 1$

Für die Spannungsübersetzung \ddot{u} erhält man im Fall

$$\text{a) } \ddot{u} = \frac{1}{3} \left[4 + j \left(a - \frac{1}{a} \right) \right] \quad (5)$$

$$\text{b) } \ddot{u} = \frac{1}{5} \left[6 + j \left(a - \frac{1}{a} \right) \right] \quad (6)$$

$$\text{c) } \ddot{u} = \frac{1}{2} \left[2 + j \left(a - \frac{1}{a} \right) \right] \quad (7)$$

Diese Ergebnisse lassen den Einfluß einer Belastung der Brücke durch den Nullzweig erkennen; für eine anschauliche Deutung sei auf das Vektorbild Abb. 6 verwiesen. Es zeigt die Spannungsverhältnisse in der betrachteten Schaltung bei den angegebenen Belastungen a), b) und c), und zwar sinngemäß bei der Eigenfrequenz ω_0 .

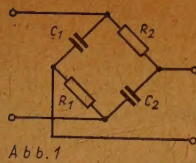


Abb. 1

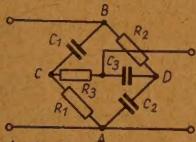


Abb. 2

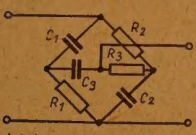


Abb. 3

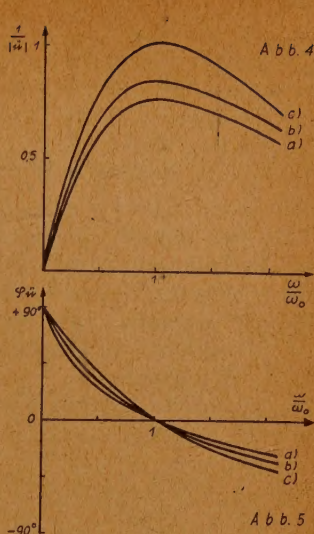
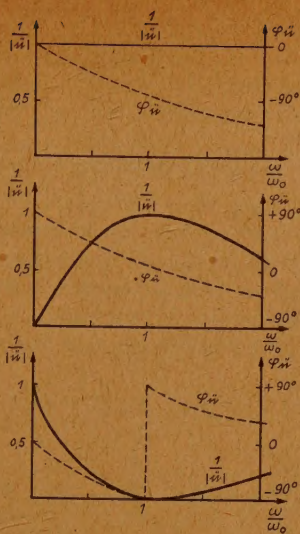


Abb. 4

Abb. 5

Abb. 1. RC-Phasendreh-Brücke $R_1 = R_2$; $C_1 = C_2$, Abb. 2. Brücke mit RC-Nullzweig $R_1 = R_2 \ll R_3$, $C_1 = C_2 \gg C_3$
Abb. 3. Brücke mit CR-Nullzweig $R_1 = R_2 \ll R_3$, $C_1 = C_2 \gg C_3$, Abb. 4 und 5. $\frac{1}{|u|} = f\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$ und $\varphi_{\bar{u}} = f\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$
für Schaltung nach Abb. 2 bei verschiedenen Impedanzen des Nullzweiges

Liegt die Impedanz des Nullzweiges in der gleichen Größenordnung wie die der Brückenglieder, so verschlechtern sich die Eigenschaften des Netzwerkes erheblich, und zwar nicht nur in bezug auf die Absolutwerte von $|u|$ und $\varphi_{\bar{u}}$, sondern auch hinsichtlich der für die Selektivität des Vierpols maßgebenden Steilheit

$$S = \frac{d|u|}{d\omega}, \text{ die sich aus der „Dämpfungssteilheit“ } s_{|u|} = \frac{d|u|}{d\omega}$$

$$\text{und der „Phasensteilheit“ } s_{\varphi} = \frac{d\varphi}{d\omega}$$

zusammensetzt. Vergleicht man die Durchlaßkurven $\frac{1}{|u|} = f(\omega)$ bei den verschiedenen Belastungsfällen, so erkennt man, daß der Fall c) mit vernachlässigbarer Dämpfung durch den Nullzweig das ausgeprägteste Maximum zeigt; d. h. aber $s_{|u|0} = \left(\frac{d|u|}{d\omega}\right)_{\omega=\omega_0}$ ist hier größer als in den beiden anderen Fällen. Die entsprechende Beobachtung läßt sich beim Phasenverlauf $\varphi_{\bar{u}} = f(\omega)$ anstellen: $s_{\varphi 0} = \left(\frac{d\varphi}{d\omega}\right)_{\omega=\omega_0} = \max.$ für Fall c).

Man muß also bemüht sein, R_3 und X_3 so groß wie möglich zu dimensionieren, praktisch mindestens gleich $3 R_1$. Die obere Grenze ist dadurch gegeben, daß auch der Nullzweig von der nachfolgenden Schaltung nicht merklich belastet werden darf. Bei

Ankopplung an eine Röhre ist die Forderung relativ leicht erfüllbar, so daß man mit guter Annäherung Leerlaufbetrieb des Netzwerkes voraussetzen kann. Ein parallel zur Gitter-Katodenstrecke liegender Ableitwiderstand läßt sich in der Praxis vermeiden, da das Netzwerk selbst einen Gleichstromweg zur Erde bietet.

Speisung der Brücke mit zwei gegenphasigen Spannungen

Ähnlich wie in der erwähnten Schaltung von *Villard* [1] soll die Speisung der Brücke durch zwei gegenphasige Spannungen erfolgen, deren gemeinsamer Pol zusammen mit dem Mittelpunkt des Brücken-(null)zweiges die Ausgangsspannung bildet. Das läßt sich in einfacher Weise mit einem Transformator entsprechend Abb. 8 verwirklichen. Die jetzt gewonnene Spannung U_a ist dem Vektordiagramm Abb. 7 zu entnehmen. Im Vergleich zu der normalen Brückenschaltung mit der Ausgangsspannung U_2 zeigt sich folgendes:

(Vereinfachende Annahme wieder: $R_1 = R_2 \ll R_3$, $C_1 = C_2 \gg C_3$)

Normale Brückenschaltung

$$\left| \frac{1}{\ddot{u}} \right| = f(\omega) = 0_{(\omega=0)} \dots 1_{(\omega=\omega_0)} \dots 0_{(\omega=\infty)}$$

$$\varphi_{\ddot{u}} = f(\omega) = +90^\circ_{(\omega=0)} \dots 0_{(\omega=\omega_0)} \dots -90^\circ_{(\omega=\infty)}$$

Schaltung nach Abb. 8

$$\left| \frac{1}{\ddot{u}} \right| = f(\omega) = 0,5 = \text{konst.}$$

$$\varphi_{\ddot{u}} = f(\omega) = +180^\circ_{(\omega=0)} \dots 0_{(\omega=\omega_0)} \dots -180^\circ_{(\omega=\infty)}$$

D.h., während U_2 nach Betrag und Phase wie in Abb. 2 dargestellt verläuft, ist

$|U_a|$ unabhängig von der Frequenz konstant, die Phase dreht um 360° . Bei $\omega_0 = \frac{1}{R C}$

(Gl. 3) wird der Phasenwinkel $\varphi_{\ddot{u}} = 0$. Für die eingangs erwähnten Anwendungen interessiert nun die Möglichkeit einer Änderung dieser Eigenfrequenz.

Setzt man entgegen der Bedingung von Gl. (3) $R_1 C_1 = R_2 C_2 \neq R_3 C_3$

so wird
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 C_1 R_3 C_3}} \quad (8)$$

Eine Variation von R_3 oder C_3 gestattet somit eine Änderung der Eigenfrequenz bei konstantem Betrag $|\ddot{u}| = 2$ und Winkel $\varphi_{\ddot{u}} = 0$.

Das läßt sich gut aus dem Diagramm Abb. 7 ersehen. Dort gilt zunächst bei $\omega = \omega_{0(1)}$ und $R_1 = X_{c1}$, $R_2 = X_{c2}$, $R_3 = X_{c3}$

$$R_1 j \omega_{0(1)} C_1 = R_2 j \omega_{0(1)} C_2 = R_3 j \omega_{0(1)} C_3 \quad (9a)$$

Dann sei $R_3 > X_{c3}$, so daß U_a um den Winkel φ gedreht wird. Zur Erhaltung der geforderten Bedingung $\varphi_{\ddot{u}} = 0$ muß sich jetzt die Brückenspannung CD mitdrehen, d. h. die Eigenfrequenz von $\omega_{0(1)}$ auf $\omega_{0(2)}$ ändern, bis die Bedingung

$$R_1 j \omega_{0(2)} C_1 = R_2 j \omega_{0(2)} C_2 = R_3 j \omega_{0(2)} C_3 \quad (9b)$$

wieder erfüllt ist. Die Schaltung ist also abstimmbar durch Änderung von R_3 oder C_3 , wobei die Frequenzvariation mit $\sqrt{R_3}$ bzw. $\sqrt{C_3}$ erfolgt.

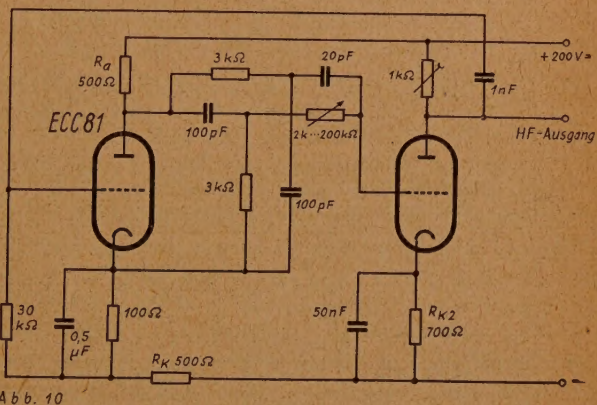
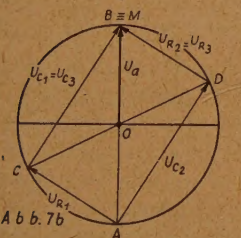
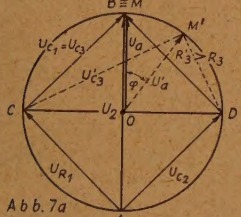
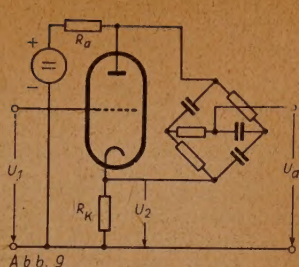
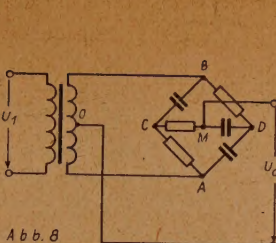
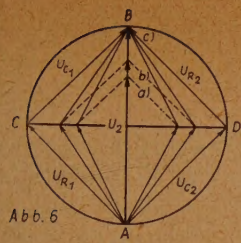


Abb. 6. Vektordiagramm für Schaltung Abb. 2 bei verschiedenen Impedanzen des Nullzweiges. Abb. 7. Vektordiagramm für die Schaltung nach Abb. 8. $R_1 = R_2 \ll R_3$; $C_1 = C_2 \gg C_3$. a. $\omega = \omega_{0(1)}$, ausgezogen: $R_3 = XC_3$, gestrichelt: R_3 geändert in $R_3' > R_3$. b. $\omega = \omega_{0(2)}$, R_3 geändert in $R_3' > R_3$, $\varphi_{II} = 0$. Abb. 8. Speisung der Brücke durch Transformator mit symmetrischer Sekundärwicklung. Abb. 9. Speisung der Brücke durch „phase-splitter“-Stufe. Abb. 10. Schaltungsbeispiel eines abgestimmten RC-Generators unter Verwendung des beschriebenen Netzwerkes. $f_0 = 150 \text{ kHz} \dots 1,5 \text{ MHz}$

Der Eingangstransformator mit symmetrischer Sekundärwicklung beeinträchtigt infolge seiner Frequenzabhängigkeit die Eigenschaften des Netzwerkes und wird auch in konstruktiver Hinsicht meist unerwünscht sein. Man ersetzt ihn zweckmäßig durch eine Phasenkehrstufe mit gleichem Anoden- und Katodenwiderstand, wie es in Abb. 9 dargestellt ist. Bei dieser in der angelsächsischen Literatur mit „phase-splitter“ bezeichneten Schaltung handelt es sich um eine Art Katodenverstärker mit der Spannungsgegenkopplung $k = 0,5$. Setzt man an Anode und Katode völlige Symmetrie voraus, d. h. $R_a = R_k = R$ und $C_a = C_k = C$ (Röhren- und Schaltkapazitäten parallel zu R_a und R_k), so erhält man zwei genau gleiche gegenphasige Spannungen vom Betrage

$$U_2 = U_1 \left[\frac{SR}{1 + \frac{R}{R_1} + SR} \right] \quad (10)$$

und bei Vernachlässigung von R/R_1 für $R_1 \gg R$.

und Berücksichtigung der Kapazität C

$$U_2 = U_1 \left[\frac{SR}{\sqrt{(1 + SR)^2 + \omega^2 C^2 R^2}} \right] \quad (11)$$

Die Verstärkung liegt also für jede Phase etwas unter 1; für die an den Brückenvierpol geführte Spannung beträgt sie fast 2, so daß schließlich die gesamte Schaltung eine Spannungsübersetzung von nahe 1 aufweist. Praktisch werden allerdings C_a und C_k nicht gleich sein und zu einer nachteiligen Unsymmetrie der Spannungen führen. Die Asymmetrie der Kapazitäten läßt sich definieren durch

$$A = \frac{U_k - U_a}{U_k} = \frac{j\omega (C_a - C_k) R}{1 + j\omega C_a R} \approx -j\omega \Delta C R \quad (12)$$

Wird der schädliche Einfluß zu groß, so sieht man zweckmäßig einen Trimmer parallel zu C_a vor und gleicht auf Symmetrie ab; denn in den meisten Fällen ist C_a kleiner als C_k .

Für die Zusammenschaltung der Kehrstufe mit dem Netzwerk ist wichtig, daß der Röhrenaussgang keine merkliche Belastung erfährt. Der Innenwiderstand der Quelle beträgt

$$R_i = \frac{R_a + R_k}{S [R_k (1 + D) + D R_a]}; \quad (13)$$

$$\text{für } R_a = R_k \text{ wird} \quad R_i = \frac{2}{S (1 + 2D)} \quad (14)$$

Danach wird man die Eingangsimpedanz der Brücke leicht so wählen können, daß sie gegenüber R_i zu vernachlässigen ist.

Für die Bestückung der Stufe verwendet man üblicherweise Trioden, denn sie ergeben die einfachste Schaltung. Pentoden bringen als Vorteil infolge ihrer höheren Verstärkung einen größeren Gegenkopplungsgrad $\alpha = k V$. Für die Dimensionierung ist jedoch zu berücksichtigen, daß R_k größer als R_a werden muß; entsprechend ist

$$R_k' > R_k, \quad \frac{R_k' \cdot R_{g2}}{R_k' + R_{g2}} = R_a, \quad (15)$$

wobei R_{g2} der Schirmgittervorwiderstand ist.

Anwendungen

Die behandelte Netzwerk-Kombination läßt sich bei allen anfangs erwähnten RC-Schaltungen mit Vorteil anwenden, insbesondere für Phasenschieber und Phasenschieber-Generatoren. Hier sei nur ein Schaltungsbeispiel für einen Generator gebracht, der bei einfachster Abstimmung über einen weiten Frequenzbereich zuverlässig arbeitet (Abb. 10.). Bei phasenreiner Verstärkung in beiden Röhren wirkt die rückgeführte Spannung mitkoppelnd, und falls sie genügend groß ist, erregen sich Schwingungen, deren Einsatz und Amplitude mit dem Außenwiderstand der zweiten Stufe einstellbar sind. Da die Ausgangsspannung des Netzwerkes konstant bleibt, ist eine automatische Amplitudenregelung nicht unbedingt erforderlich, bei einem verlangten

Klirrfaktor von weniger als 3% jedoch zweckmäßig mit Hilfe einer Diode oder eines Kaltleiters (für R_{k2}) in der üblichen Weise vorzunehmen.

Die eingetragenen Werte entstammen einem Versuchsaufbau und gelten für Frequenzen von etwa 1,5 MHz bis 150 kHz bei einem Abstimmwiderstand R_a von 2 kOhm bis 200 kOhm, da die Untersuchungen sich insbesondere über den Rundfunk-Bereich erstreckten. Die Ausgangsspannung betrug $1,5 V_{eff} \pm 10\%$ bei etwa 5% Klirrfaktor. Für Tonfrequenz ist die Dimensionierung sinngemäß durchzuführen; man achte auf möglichst gute Übereinstimmung der Werte von R_a und R_k sowie R_1 , R_2 und C_1 , C_2 , da hiervon Stabilität und Oberwellenfreiheit des Generators abhängen. Als Röhre wäre bis etwa 100 kHz die Doppel-Triode ECC 40 zweckmäßig, ebenso sind natürlich zwei normale Einzelsysteme geeignet; die Wahl ist nicht kritisch.

Im Hochfrequenzgebiet jedoch verschlechtern sich die Betriebsbedingungen mehr und mehr, und es treten die gleichen Probleme auf wie bei jedem RC-Breitbandverstärker. Um die vorangegangenen Ausführungen übersichtlicher zu gestalten, wurden — wie oben erwähnt — mehrere Vereinfachungen vorgenommen. Bei Frequenzen von der Größenordnung 10^6 Hz und darüber wird der Einfluß der schädlichen Kapazitäten u. U. erheblich und zwingt zu besonderer Dimensionierung einzelner Schaltelemente. Immerhin erwies sich die Versuchsschaltung mit der Doppel-Triode ECC 81 noch bei etwa 15 MHz als gut brauchbar, und zweifellos ist sie auch bei höheren Frequenzen noch schwingfähig. Hier wirkt sich besonders günstig aus, daß die Spannungsübersetzung des Netzwerkes nahe bei eins liegt und die Verstärkerstufe zur Erfüllung der Rückkopplungsbedingung nur eine geringe Verstärkung aufzuweisen braucht.

Daß der Generator infolge seines einfachen und unkritischen Aufbaus beispielsweise in Spritz- oder Drucktechnik ohne die herkömmliche Verdrahtung mit einem konstruktiven und räumlichen Mindestaufwand herstellbar ist, sei abschließend bemerkt.

Zusammenfassung

Es wird eine RC-Schaltung beschrieben, die in Abhängigkeit von der Frequenz eine Ausgangsspannung mit konstanter Amplitude, aber um fast 360° drehendem Phasenwinkel liefert. Für Anwendungen, in denen ein bestimmter Phasenwinkel gefordert wird, läßt sich die „Eigenfrequenz“ durch Variation nur eines Schaltelementes (Widerstand oder Kondensator) verändern, wobei der Betrag der Ausgangsspannung konstant bleibt.

Als praktisches Beispiel dient die Prinzipschaltung eines aufgebauten RC-Generators, der im Bereich von einigen Hz bis 10^7 Hz stabil arbeitet und einfach abzustimmen ist.

Literatur

- [1] Villard: Tunable AF-Amplifier, Electronics 22 (1949), 7, 77. (Referat in FUNK UND TON 3 (1949), 9/10, 541.
- [2] Fusban: Eine neue Selbsterregerschaltung, FUNK-TECHNIK 6 (1951), 9, 245.
- [3] Stanton: Theory and Application of Parallel-T-Networks, Proc. I.R.E. 34 (1946), 7, 447.
- [4] Sulzer: Single-Band Audio Generator, Electronics 25 (1952), 1, 95.

Zu [4]: Der Vollständigkeit halber sei diese Veröffentlichung von Sulzer erwähnt, obwohl sie erst nach Abschluß der vorstehenden Arbeit erschien. Sie behandelt eine ähnliche Anordnung, allerdings ohne die „phase-splitter“-Stufe, und hat nicht den Vorteil einer im Betrag konstanten Ausgangsspannung. Als Anwendung der Schaltung wird ein praktisch aufgebauter Tonfrequenzgenerator beschrieben.

Der Fehler eines Meßgerätes und seine Wahrscheinlichkeit

I. Einleitung

Das an einem Meßgerät abzulesende Endergebnis ist stets mit einem Fehler behaftet. Häufig bedingen mehrere, voneinander unabhängige Einflüsse diesen Fehler im Resultat. Die möglichen Fehlerursachen sind um so zahlreicher, je komplizierter ein Meßgerät aufgebaut ist. Meist ist es verhältnismäßig einfach, den Einfluß einer einzelnen Fehlerursache auf das Meßresultat anzugeben. Man kann beispielsweise leicht ermitteln, welchen Einfluß eine Netzspannungsschwankung vorgegebener Größe auf die Anzeige eines Gerätes hat. Ebenso ist der Einfluß der Umgebungstemperatur auf das Meßergebnis zu erfassen. Und ähnlich kann für jede andere Fehlerursache die maximal mögliche Wirkung auf das Meßresultat festgelegt werden.

Es ist nun sicher falsch, alle maximal möglichen Fehler, die den verschiedensten Ursachen entstammen, einfach algebraisch zu addieren. Man erhält auf diese Weise zwar den maximalen, überhaupt möglichen Fehler. Aber die Wahrscheinlichkeit dafür, daß dieser Fehler auftritt, ist gering. Denn dazu müßten alle Fehlerursachen in maximaler Größe und außerdem in gleicher Richtung zusammenwirken. Ein solcher Fall ist um so unwahrscheinlicher, je mehr Fehlerursachen das Meßergebnis beeinflussen. In den meisten Fällen wird daher ein Meßgerät genauere Resultate liefern, als der durch Addition der Einzelfehler erhaltene maximal mögliche Fehler angibt.

Für die Planung und Fertigung eines Meßgerätes ist es wichtig zu wissen, mit welcher Wahrscheinlichkeit im Laufe einer Serie der gesamte Fehler der Anordnung unter einem bestimmten Wert bleibt. Hat man erst einmal die Wahrscheinlichkeit dafür ermittelt, daß ein Gerät einen gewissen Fehler nicht überschreitet, dann kann man auch einen Garantiewert festlegen, der in der Serie eingehalten wird. Außerdem wird es möglich sein, festzustellen, an welcher Stelle es lohnt, größeren Aufwand zu treiben, falls die Fehlergrenze herabgesetzt werden soll. Nicht alle Fehlerursachen gehen nämlich in den Zusammenhang zwischen Meßfehler und Wahrscheinlichkeit in gleicher Weise ein. Daher ist es vernünftig, nur die Fehlerursachen zu bekämpfen, die entscheidenden Einfluß auf den gesamten Fehler haben.

Wie man die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten eines bestimmten, vorgegebenen Gerätefehlers ermitteln kann, soll nachstehend beschrieben werden. Die Überlegungen benutzen die bekannten Methoden der Wahrscheinlichkeitsrechnung und Statistik.

II. Zusammenstellung der Fehlerursachen

Will man die Fehlergrenzen eines Meßgerätes ermitteln, dann muß man damit beginnen, sich über alle Einflüsse Rechenschaft zu geben, die auf das Meßergebnis von Einfluß sind. Wir demonstrieren dies an dem einfachen Beispiel eines Röhrenvoltmeters. Bei einem solchen Gerät kann die Anzeige beeinflusst werden durch

1. die Netzspannung. Wenn diese schwankt, ändert sich sowohl die Anodenspannung als auch die Heizspannung. Dadurch entsteht

- a) eine Verlagerung des Nullpunktes
- b) eine Änderung des Meßausschlags;
2. die Genauigkeit des verwendeten Anzeigementes;
3. die Betriebstemperatur des Gerätes. Die Werte der eingebauten Widerstände ändern sich mit der Temperatur. Dadurch kann wieder
 - a) der Nullpunkt
 - b) der Meßausschlag beeinflusst werden;
4. die zufälligen Daten der Charakteristik der verwendeten Diode bei Röhrenwechsel;
5. die zufälligen Daten der Charakteristik der verwendeten Anzeigeröhre bei Röhrenwechsel;
6. die zu messende Frequenz. Bei hohen Frequenzen treten Laufzeit- und Resonanzfehler in der Diode auf. Bei tiefen Frequenzen verursacht das am Eingang liegende RC-Glied einen Meßfehler;
7. die Luftfeuchtigkeit. Durch ihren Einfluß können Widerstandswerte schwanken;
8. die Genauigkeit des Eichnormals;
9. die Ablesefehler beim Eichvorgang;
10. die Genauigkeit mit der ein einmal ermittelter Eichwert auf die Skala übertragen wird (Reproduktionsfehler);
11. den bei der Messung entstehenden Ablesefehler.

Bei dieser Zusammenstellung muß man darauf achten, daß Fehlerursachen, die miteinander verknüpft sind, in einer Gruppe zusammengefaßt werden. Denn damit die Methoden der Wahrscheinlichkeitsrechnung angewendet werden können, muß die Voraussetzung erfüllt sein, daß die einzelnen Fehlergruppen voneinander unabhängig sind. Ein typisches Beispiel für voneinander abhängige Fehler sind in vorstehender Zusammenstellung die durch die Netzspannungsschwankungen verursachten Fehler. Sie bedingen eine Nullpunktverlagerung und einen Fehler beim Anzeigeausschlag. Beide Fehler sind ursächlich miteinander verknüpft. Das gleiche gilt für den Einfluß der Betriebstemperatur.

Sind alle Fehlerursachen in voneinander unabhängige Gruppen zusammengefaßt, dann ermittelt man für jede Gruppe den maximal möglichen Fehler durch algebraische Addition der Einzelfehler. Die Einzelfehler werden meist durch Messung, manchmal aber auch durch Rechnung oder Schätzung ermittelt. In unserem obigen Beispiel eines Röhrenvoltmeters mögen sich dabei die in Tabelle 1 aufgeführten Zahlenwerte ergeben. Sie wurden hier, wo es nur auf die Darstellung der Methode ankommt, willkürlich angenommen. Alle Zahlen sollen sich, wie üblich, auf Vollausschlag des Gerätes beziehen. Sie bedeuten bei einem hundertteiligen Instrument direkt Skalenteile.

Addiert man in dieser Zusammenstellung die maximal möglichen Fehler der einzelnen Gruppen, so ergibt sich der maximal mögliche Fehler des Gerätes zu $\pm 17,5\%$. Die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten dieses maximal möglichen Fehlers aber ist klein.

III. Die Berechnung der mittleren Fehler

Wir betrachten in obiger Zusammenstellung eine beliebige Fehlergruppe. Dann muß der durch die angegebene Ursache bedingte Meßfehler immer innerhalb der Grenzen bleiben, die durch den maximal möglichen Fehler beschrieben werden. Wir setzen bei den weiteren Betrachtungen voraus, daß die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten eines jeden möglichen Fehlers gleich groß ist.

Tabelle 1

| Nr. | Fehlerursache | Zugelassene Schwankung | Max. möglicher Fehler im Meßergebnis | Max.mögl. Fehler der Gruppe |
|-----|--------------------------------|------------------------|--|-----------------------------|
| 1. | Netzspannungsschwankung | $\pm 10\%$ | Nullpunktverlagerung $\pm 1\%$ Anzeigefehler $\pm 2\%$ | $\pm 3\%$ |
| 2. | Fehler des Anzeigeinstrumentes | Güteklasse 2% | $\pm 2\%$ | $\pm 2\%$ |
| 3. | Temperatureinfluß | $\pm 10^\circ$ | Nullpunktverlagerung $\pm 1\%$ Änderung der Anzeige $\pm 0,5\%$ | $\pm 1,5\%$ |
| 4. | Wechsel der Diode | Grenzröhren | $\pm 0,1\%$ | $\pm 0,1\%$ |
| 5. | Wechsel der Anzeige röhre | Grenzröhren | $\pm 5\%$ | $\pm 5\%$ |
| 6. | Einfluß der Meßfrequenz | 50 Hz bis 100 MHz | Fehler an den Grenzen des Meßbereiches mit Grenzröhren $\pm 5\%$ | $\pm 5\%$ |
| 7. | Einfluß der Luftfeuchtigkeit | | wird vernachlässigt | |
| 8. | Fehler des Eichnormales | | $\pm 0,5\%$ | $\pm 0,5\%$ |
| 9. | Ablesefehler bei der Eichung | | $\pm 0,1\%$ | $\pm 0,1\%$ |
| 10. | Reproduktionsfehler der Skala | | $\pm 0,2\%$ | $\pm 0,2\%$ |
| 11. | Ablesefehler bei der Messung | | $\pm 0,1\%$ | $\pm 0,1\%$ |

Möglich ist jeder Fehler, der kleiner als der maximal mögliche Fehler ist. Mathematisch bedeutet dies, daß wir eine rechteckige Wahrscheinlichkeitsverteilung voraussetzen. Wir betrachten Abb. 1. Auf der Abszisse ist die Größe des Meßfehlers x aufgetragen. Er kann durch eine beliebige Fehlerursache bedingt sein. Auf der Ordinate ist die Wahrscheinlichkeit $H(x)$ dargestellt, d. h. die Wahrscheinlichkeit dafür, daß ein Fehler der Größe x auftritt. Im gesamten Intervall $-x_{\max} \leq x \leq x_{\max}$ ist die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten eines Fehlers beliebiger Größe konstant. Außerhalb dieses Intervalles ist sie Null. Natürlich muß jetzt die Wahrscheinlichkeit dafür, daß ein Fehler zwischen $+x_{\max}$ und $-x_{\max}$ liegt, gleich Eins sein. Das bedeutet

$$\int_{-x_{\max}}^{+x_{\max}} H(x) \cdot dx = 1 \quad (1)$$

oder, falls $H(x)$, wie in Abb. 1, eine Konstante ist,

$$2 H x_{\max} = 1 \quad (1a)$$

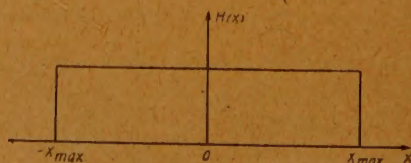


Abb. 1. Angenommene Wahrscheinlichkeitsverteilung $H(x)$ für das Auftreten eines Einzelfehlers der Größe x

Diese rechteckige Wahrscheinlichkeitsverteilung ist der ungünstigste Fall, der praktisch denkbar ist. Liegt tatsächlich eine Wahrscheinlichkeitsverteilung vor, bei der das Auftreten eines Fehlers in der Umgebung von $x=0$ wahrscheinlicher ist als das Auftreten eines Fehlers in der Nähe von $x = \pm x_{\max}$, dann ermitteln wir durch die folgenden Betrachtungen den Fehler des Meßgerätes zu groß. Auf jeden Fall ergibt sich mit unserer Annahme eine obere Abschätzung des Gerätefehlers.

Aus der Wahrscheinlichkeitsverteilung und dem maximal möglichen Fehler folgt nach den Methoden der Wahrscheinlichkeitsrechnung der mittlere Fehler. Dieser ist definiert durch

$$S^2 = \int_{-x_{\max}}^{+x_{\max}} x^2 H(x) dx \quad (2)$$

In dem betrachteten Fall einer rechteckigen Wahrscheinlichkeitsverteilung reduziert sich dieser Ausdruck unter Beachtung von Gleichung (1a) auf

$$S = \frac{x_{\max}}{\sqrt{3}} \quad (2a)$$

Wir machen weiterhin die Voraussetzung, daß sich alle Fehlereinflüsse x_i nach einer linearen Funktion zusammensetzen. Mit anderen Worten: Der gesamte Meßfehler y soll aus den Einzelfehlern x_i gemäß der Gleichung

$$y = a_1 x_1 + a_2 x_2 + \dots + a_n x_n = \sum_{i=1}^n a_i x_i \quad (3)$$

berechenbar sein. Dies bedeutet keine Einschränkung, sondern nur die übliche Annahme, daß man bei Fehlerrechnungen die Reihenentwicklung der Funktion nach dem ersten Glied abbrechen kann. Die Größen x_i sind klein, und daher können die Glieder mit x_i^2 und alle Glieder höherer Ordnung vernachlässigt werden. Die Größen a_i bedeuten die Gewichte der einzelnen Fehler. Sie sind durch die Tatsache bedingt, daß nicht jeder Fehlereinfluß notwendig in voller Größe im Endresultat wiederkehren muß. Gilt Gleichung (3) dann findet man den mittleren Fehler S_y vom Meßergebnis aus

$$S_y^2 = a_1^2 S_1^2 + a_2^2 S_2^2 + \dots + a_n^2 S_n^2 = \sum_{i=1}^n (a_i S_i)^2 \quad (4)$$

Die Größen S_i bedeuten dabei die nach Gl. 2 bzw. (2a) berechneten mittleren Fehler der i -ten Fehlergruppe.

Wir setzen weiterhin alle Gewichte der Einzelfehler

$$a_i = 1 \quad \text{für } i = 1 \dots n \quad (5)$$

und konstruieren damit wieder den ungünstigsten Fall, ähnlich wie bei dem Ansatz der Wahrscheinlichkeitsverteilung. Daher können unsere Überlegungen höchstens einen zu großen Fehler des Gerätes ergeben. Mit der Annahme gemäß Gl. (5) folgt aus Gl. (4)

$$S_y^2 = S_1^2 + S_2^2 + \dots + S_n^2 = \sum_{i=1}^n S_i^2 \quad (4a)$$

Damit sind wir in der Lage, den mittleren Gerätefehler S_y zu berechnen, der praktisch allein die Wahrscheinlichkeitsverteilung des resultierenden Gerätefehlers bestimmt.

IV. Die Wahrscheinlichkeitsverteilung

Aus der mathematischen Statistik ist folgender Satz bekannt: Beim Zusammenwirken von vier oder mehr voneinander unabhängigen Fehlerursachen auf den gesamten Fehler ergibt sich für den letzteren angenähert eine Gaußsche Verteilung der Wahrscheinlichkeit. Die Annäherung ist um so besser, je größer die Anzahl der Fehlerursachen ist. Der Satz gilt nicht nur für die hier interessierenden rechteckigen Wahrscheinlichkeitsverteilungen der Einzelfehler. Er ist auch für andere, z. B. dreieckförmige Wahrscheinlichkeitsverteilungen gültig.

Eine Gaußsche Verteilung für die Wahrscheinlichkeit der resultierenden Fehler, bedeutet mathematisch, daß die Wahrscheinlichkeit $\varphi(y)$ für das Auftreten eines Fehlers der Größe y in der Form

$$\varphi(y) = \frac{h}{\sqrt{\pi}} \cdot e^{-h^2 y^2} \quad (6)$$

dargestellt werden kann. [1] h ist hierin eine Konstante, die eng mit dem mittleren Gerätefehler zusammenhängt.

Es gilt

$$h = \frac{1}{\sqrt{2} \cdot S_y} \quad (7)$$

Die Wahrscheinlichkeit dafür, daß der resultierende Fehler dem Betrag nach kleiner oder höchstens gleich $|y|$ ist, folgt aus Gl. (6) durch Integration. Sie lautet

$$W(y) = \frac{h}{\sqrt{\pi}} \int_{-|y|}^{+|y|} e^{-h^2 z^2} dz \quad (8)$$

In dieser Gleichung wurde die Integrationsvariable durch z gekennzeichnet. Die Beziehung (7) gilt unverändert weiter.

Das in Gl. (8) auftretende Integral hängt mit dem in Tafeln [1] zu findenden Gaußschen Fehlerintegral

$$\Phi(u) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^u e^{-u^2} du \quad (9)$$

zusammen. Es gilt, wie man leicht bestätigt,

$$W(y) = \Phi(h \cdot y) = \Phi\left(\frac{y}{\sqrt{2} S_y}\right) \quad (10)$$

Die Wahrscheinlichkeit $W(y)$ dafür, daß der gesamte Gerätefehler kleiner oder gleich $|y|$ bleibt, ist damit bei gegebenem mittlerem Gerätefehler S_y eindeutig festgelegt. In Abb. 2 ist $W(y)$ über S_y als Einheit aufgetragen. Man kann aus dieser Kurve die Wahrscheinlichkeit dafür ablesen, daß ein bestimmter vorgegebener Fehler nicht überschritten wird. So findet man beispielsweise, daß mit 50% Wahrscheinlichkeit der Fehler unter $0,674 S_y \approx 2/3 S_y$ liegt. Diesen Fehler mit der Wahrscheinlichkeit 0,5 nennt man in der Wahrscheinlichkeitsrechnung den „wahrscheinlichen Fehler“. Mit

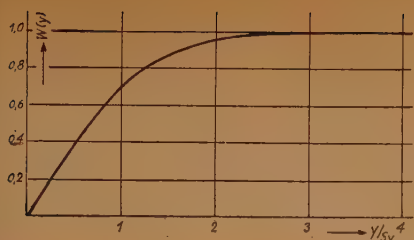


Abb. 2. Wahrscheinlichkeit $W(y)$ für das Auftreten eines Gerätefehlers mit dem Betrag $S(y)$

68,5% Wahrscheinlichkeit bleibt der absolute Fehler unter S_y . Mit 95,5% Wahrscheinlichkeit liegt der Fehler unter $2 S_y$ und schließlich mit 99,7% Wahrscheinlichkeit unter $3 S_y$. In der Praxis wird man damit rechnen können, daß in einer Serie nur 3‰ der Geräte einen größeren Fehler als $3 S_y$ besitzen.

V. Schlußfolgerungen und Beispiel

Aus den vorstehenden Überlegungen ergibt sich folgende Vorschrift für die Berechnung des zu erwartenden Gerätefehlers.

1. Alle Fehlerursachen werden zusammengestellt. Zu jeder Fehlerursache wird der maximal mögliche Fehler ermittelt.
2. Voneinander abhängige Fehler werden zu Gruppen zusammengefaßt. In jeder Gruppe wird der maximal mögliche Fehler $x_{1\max}$ durch algebraische Addition der Einzelfehler ermittelt. Dabei ist auf das Vorzeichen der Fehler zu achten. Die Fehler können sich unter Umständen aufheben.
3. Man berechnet den mittleren Gerätefehler S_y aus Gl. (4a) und (2a), d. h. aus

$$S_y^2 = \sum_{i=1}^n S_i^2 = \frac{1}{3} \sum_{i=1}^n x_{i\max}^2$$

4. Der Abb. 2 kann dann entnommen werden, mit welcher Wahrscheinlichkeit ein gewisses Vielfaches von S_y nicht überschritten wird. Insbesondere gilt, daß mit

99,7% Wahrscheinlichkeit der Fehler unter $3 S_y$ bleibt

99 % „ „ „ „ 2,58 „ „

95 % „ „ „ „ 1,96 „ „

90 % „ „ „ „ 1,65 „ „

Auf das obige Beispiel angewendet, bedeutet dies, daß wir die in Tabelle 1 zusammengestellten maximal möglichen Einzelfehler quadratisch addieren müssen. Wir finden

$$\sum_{i=1}^{11} x_{i\max}^2 = 65,57 \cdot 10^{-4}$$

und hieraus

$$S_y = 4,67 \cdot 10^{-2}$$

Somit bleibt mit 99,7% Wahrscheinlichkeit der Fehler des betrachteten Meßgerätes unter 14%. Gelingt es, die unter Punkt 5 und 6 in Tabelle 1 angeführten Fehler auf maximal $\pm 3\%$ zu beschränken, dann bleibt mit der gleichen Wahrscheinlichkeit der Gerätefehler unter 10%.

Literaturhinweise :

[1] Hütte, Taschenbuch des Ingenieurs, 27. Auflage S. 191

[2] L. S. Schwarz, Statistical methods in the design and development of electronic systems, Proc. J.R.E 36, (1948) Mai S. 664.

Vergleichende Übersicht über Eingangsteile von Fernsehempfängern

Der Eingangsteil eines Fernsehempfängers stellt gewöhnlich einen gesonderten Bauteil dar, der den Hochfrequenzverstärker, den Oszillator und die Mischröhre sowie den Abstimmkreis enthält. In dieser Beziehung stimmen zwar die meisten Ausführungen überein; hinsichtlich der Schaltung, der Röhren und der Konstruktion der Abstimm-elemente werden jedoch die verschiedenartigsten Anordnungen benutzt.

Die Arbeit soll einen Überblick über diese Ausbildungsmöglichkeiten des Eingangsteiles und ihre Anwendung in den Fernsehempfangsgeräten geben, unter ausführlicherer Behandlung einiger besonders bemerkenswerter neuer deutscher Konstruktionen.

1. Kanäle

Bei einem Vergleich von Geräten verschiedener Herkunft sind zunächst die in dem betreffenden Land für den Fernsehgrundfunk benutzten Wellenbereiche zu berücksichtigen. Abb. 1 zeigt in einer Zusammenstellung die Fernsehkanäle, die z. Z. in Europa und USA zur Übertragung vorgesehen sind. In den USA stehen 6 Kanäle im Bereich von 40...80 MHz und 7 Kanäle im Bereich von 170...220 MHz zur Verfügung. Außerdem sind neuerdings 70 Kanäle im Bereich von 470...890 MHz freigegeben worden. In England sind 5 Kanäle im Bereich von 50...70 MHz in Betrieb und in Deutschland 6 Kanäle zwischen 170 und 220 MHz geplant. Hinzu kommen noch Kanäle in den gleichen Bereichen in Frankreich, Dänemark und Australien. In Amerika werden Geräte bevorzugt, die wahlweise auf alle 13 Kanäle eingestellt werden können. In England dagegen sind die Geräte bisher meist nur für einen Sender, nämlich den Kanal eins des Alexandra Palace gebaut worden und erst durch die Inbetriebnahme der Sender Holme Moss, Lark Hill und Sutton Coldfield werden Abstimmrichtungen in größerem Umfange erforderlich. In Deutschland laufen Versuchssendungen schon über die Kanäle 3, 4 und 6, und die meisten Firmen sehen daher Abstimmsätze für alle 6 Wellen vor.

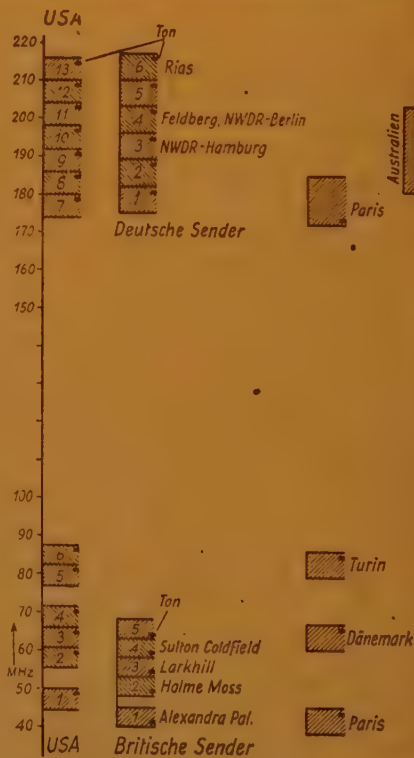


Abb. 1. Lage der Fernsehkanäle (Stand Jan. 1952)
Der Tonträger ist bei jedem Kanal durch einen Punkt markiert

Unterschiede bestehen ferner bezüglich der Bandbreite infolge der verschiedenen Sendenormen. Während bei den britischen Stationen der Abstand zwischen Bild- und Tonträger nur 3,5 MHz beträgt, haben die amerikanischen Sender einen Abstand von 4,5 MHz und die deutschen Sender einen solchen von 5,5 MHz. Die größte Bandbreite ist für den Empfang des französischen Senders für 819 Zeilen mit 14 MHz erforderlich. Bei den amerikanischen Sendern und ebenso bei den Sendern in Deutschland, Dänemark und Turin liegt der zugehörige Ton oberhalb des Bildträgers, während in England und Frankreich der zugehörige Ton unterhalb des Bildträgers angeordnet ist.

2. Wahl der Zwischenfrequenz

Beim Entwurf des Eingangsteiles spielt die Wahl der Zwischenfrequenz eine entscheidende Rolle. Als ZF werden z. Z. in Deutschland 25,7 MHz für den Bildträger und 20,2 MHz für den Tonträger, in USA überwiegend Frequenzen von 25,75 bezogen auf den Bildträger und 21,25 MHz bezogen auf den Tonträger verwendet. Einzelne Firmen, wie z. B. Arvin, General Electric und Fernseh GmbH, benutzen auch eine ZF in der Größenordnung von 40 MHz.

Die Störungen, die durch ungünstige Wahl der ZF entstehen können, werden in erster Linie durch Oberwellen der ZF oder durch die Oszillatorfrequenz eines fremden, benachbarten, auf einen anderen Kanal eingestellten Empfängers hervorgerufen. Die Oberwellen der ZF spielen bei einer ZF von 25,7 MHz für die deutschen Kanäle keine besondere Rolle, da nur sehr schwache höhere Harmonische in den Kanalbereich kommen[1]. Für die britischen Kanäle liegt dies anders; ebenso dann, wenn die ZF höher, z. B. bei 40 MHz gewählt wird. Durch geeignete Diagramme läßt sich aber die ZF ermitteln, bei der derartige Pfeifstellen nicht existieren [2].

Für die britischen Verhältnisse hat ferner W. T. Cocking [3] untersucht, welche Folgerungen sich für die Wahl der ZF aus den Harmonischen der Oszillatorfrequenz ergeben. Für den Fall, daß die Oszillatorfrequenz niedriger als die Signalfrequenz ist, hat er die Frequenzbereiche ermittelt, bei denen Störungen aus den Harmonischen der Oszillatorfrequenz zu erwarten sind. Für die 5 britischen Kanäle kommt dann überhaupt nur eine einzige ZF, nämlich 37 MHz, in Betracht, und auch bei dieser ist bei Einstellung des Oszillators auf den Kanal 4 eine Störung zu erwarten. Aus diesem Grunde ist in England die Verwendung einer Oszillatorfrequenz zweckmäßig, die über der Signalfrequenz liegt. Auch diese Gefahr von Störungen durch die Harmonischen der Oszillatorfrequenz besteht bei den deutschen Kanälen und den üblichen Zwischenfrequenzen von 20 oder 40 MHz nicht, da die Harmonischen der Oszillatorfrequenz außerhalb der Kanäle liegen. Von Harmans und Dillenburger [2, 3] wird trotzdem die Verwendung noch höherer Zwischenfrequenzen, von 43,2 bzw. 57,75 MHz vorgeschlagen, und zwar mit Rücksicht auf die Störungen durch benachbarte, auf einen anderen Kanal eingestellte Oszillatoren und die bei diesen hohen Zwischenfrequenzen möglichen Pfeifstellen. Diese Störungen lassen sich vermeiden, wenn man die ZF so hoch legt, daß die Oszillatorfrequenz außerhalb der Kanäle liegt, wenn das störende Gerät auf das obere Bereichsende (216 MHz) und das gestörte Gerät auf Kanal 1 (175,25 MHz) abgestimmt ist. Dann ergibt sich eine Mindest-ZF von 46 MHz. Diese hohe ZF verteuert aber das Gerät, da die Verstärker mit dieser ZF schwieriger aufzubauen sind und an die Stabilität des Oszillators sehr hohe Anforderungen gestellt werden müssen. Es wird daher meist der andere Weg beschritten, durch bauliche Maß-

nahmen die Ausstrahlung des Oszillators so gering zu halten, daß unter normalen Betriebsbedingungen Störungen nicht eintreten.

Die Störungen durch Oszillatorausstrahlungen wurden z. B. in den USA mit ihrer großen Empfängerichte so stark, daß im Januar 1950 ein Ausschuß (R 15 Committee of RTMA) eingesetzt wurde, dessen Arbeit zur Herausgabe zweier Normen [4] führte. Diese betreffen

1. die zulässigen Ausstrahlungswerte für Fernseh- und FM-Empfänger

2. Verfahren zur Messung der störenden Ausstrahlung.

Im Bereich von 175...215 MHz stellt das Geräte-Chassis und nicht die Antenne den Hauptstrahler dar. Die Abmessungen des Chassis liegen nämlich schon in der Größenordnung, in der Halbwellenresonanz auftritt. Nach den Vorschriften des RTMA sind Feldstärken von $50 \mu\text{V}/\text{Meter}$ im 40...80 MHz-Bereich und über $150 \mu\text{V}$ je Meter in dem 170...210 MHz-Bereich unzulässig. Diese Grenzen lassen sich nach I. P. van Duyn [4] auch bei geschicktem Einbau einhalten. Günstig wirken sich dabei folgende Umstände aus:

a) der Abstand von 21 oder 41 MHz zwischen Oszillator und Tonträger gestattet den Einbau verhältnismäßig einfach ausgebildeter selektiver Kreise, welche die Oszillatorschwingung stark dämpfen, bevor sie in den Anodenkreis des HF-Verstärkers gelangt;

b) die ZF ist mindestens um eine Oktave von der Oszillatorfrequenz entfernt. Die ZF-Bandfilter können daher so ausgebildet sein, daß sie die Oszillatorfrequenz sperren;

c) eine sorgfältige Abschirmung ist auch aus anderen Gründen erforderlich.

Schwierigkeiten sind deswegen zu überwinden, weil die Maßnahmen zur Unterdrückung der Ausstrahlungen billig sein müssen und weil eine leichte Zugänglichkeit der Abstimmente notwendig ist. Beachtenswert sind folgende Punkte:

Erdung des Gehäuses des Eingangsteiles ohne Schleifenbildung; richtige Orientierung der Spulen; Abfilterung aller Zuleitungen; Vermeidung von Löchern oder Spalten in dem Abschirmgehäuse; sorgfältige Ausbildung der Abstimmwellendurchführung, z. B. durch Erdung oder Verwendung von Wellenteilen aus Isolierstoff in einer Metallbüchse; Zwischenlagen von Metallnetz dichtungen zwischen Abschirmkappe und Chassis.

3. HF-Verstärker

Für die Ausbildung des HF-Verstärkers stehen verschiedene Schaltungen zur Verfügung, die von Watts, Dillenburg, Hopf und Renardy [5, 6, 7, 8, 9] mit ihren Vor- und Nachteilen diskutiert worden sind. Es soll daher hier nur eine Zusammenstellung gegeben werden, in der festgestellt wird, wie häufig die einzelnen Schaltungen in Geräten der Fernseh-Industrie Anwendung finden.

Für den HF-Teil kommen hauptsächlich die Röhren EF 80 oder EF 42 oder der Doppel-Triode ECC 81 in Frage.

Am häufigsten ist der Pentodenverstärker nach Abb. 2a anzutreffen, der in amerikanischen Geräten überwiegend verwendet wird [6] und auch in Deutschland von der Fernseh GmbH, Blaupunkt und Graetz benutzt wird.

Bei Verwendung einer Triode kommt die Gitterbasisschaltung nach Abb. 2b in Frage, die auch bei einigen amerikanischen Geräten (Crosley, Dumont, GE, [6]) vorgesehen ist, während der Katodenverstärker [5] nach Abb. 2c offenbar keine Anwendung in letzter Zeit gefunden hat.

Bei Verwendung einer Doppeltriode ist die Gegentaktnordnung mit Katodenbasisschaltung nach Abb. 2d bei einigen Herstellern üblich [7, 8, 15]. Die Gegentaktnordnung kann auch als Gitterbasisschaltung nach Abb. 2e ausgebildet sein [7]. Die Doppeltriode ermöglicht auch kombinierte Schaltungen, bei denen das 1. System als Katodenverstärker, das 2. System in Gitterbasisschaltung ausgeführt ist [5, 17] nach Abb. 2f, oder bei denen das 1. System als Katodenbasisschaltung, das 2. System als Gitterbasisschaltung Abb. 2g vorgesehen ist [7].

Solange das Sendernetz noch weitmaschig und die Leistung der Sender nicht sehr groß ist, dürfte für höchste Empfindlichkeit die Schaltung nach Abb. 2g zweckmäßig sein. Bei engmaschigem Sendernetz und großer Empfängerdichte werden dagegen Schaltungen nach Abb. 2a bevorzugt.

4. Mischstufe

Ähnlich wie bei der Vorstufe kommen verschiedene Schaltungen in Frage, die in Abb. 3 zusammengestellt sind und zu deren Erläuterung auf die oben angegebenen Arbeiten [5 bis 9] verwiesen wird. Die Pentodenschaltung (Abb. 3a) wird in Deutschland von der Fernseh GmbH und in USA von den Firmen Capehart, Crosley, Dumont und RCA Victor TC 124 verwendet. Häufiger findet man die Katodenbasisschaltung mit einer Triode nach Abb. 3b, bei der das zweite Triodensystem als Oszillator geschaltet ist. Diese Anordnung ist bei deutschen Geräten von Graetz, Blaupunkt und Grundig und bei einer großen Zahl von amerikanischen Geräten anzutreffen. Demgegenüber tritt die Gitter-

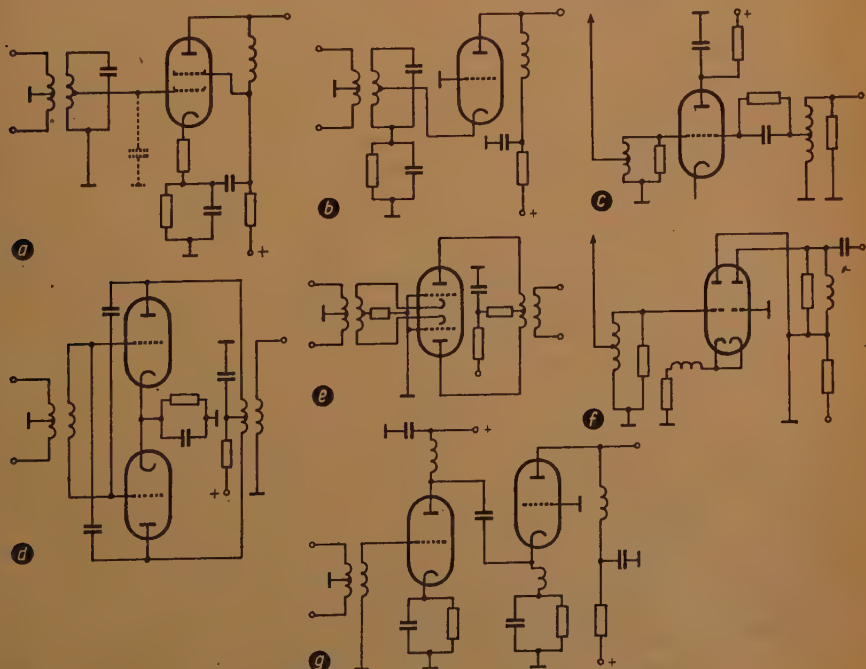


Abb. 2. Für Fernseh-HF-Verstärker verwendete Schaltungen

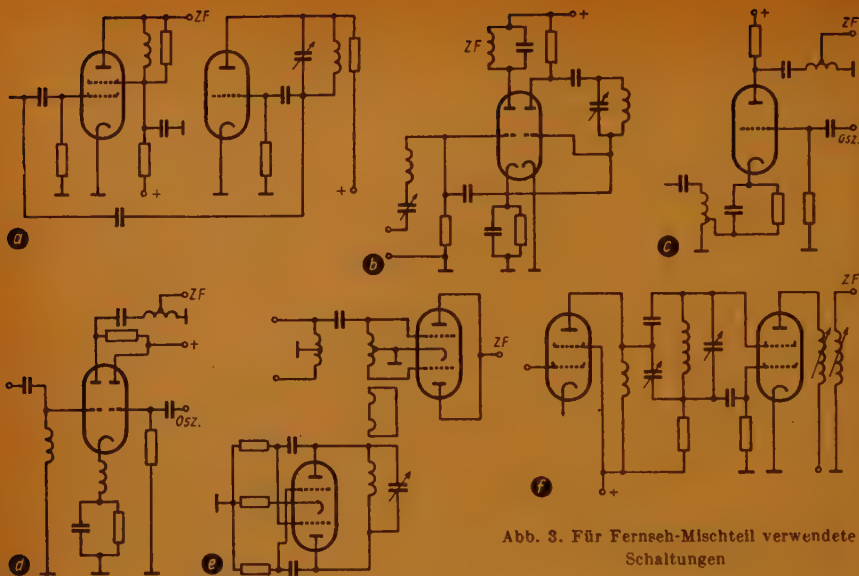


Abb. 3. Für Fernseh-Mischteil verwendete Schaltungen

basisschaltung [5] nach Abb. 3c stark zurück. Bei Verwendung einer Doppeltriode kann die Anordnung nach Abb. 3d so getroffen werden, daß die Hochfrequenz dem Gitter des einen Triodensystems und die Oszillatorfrequenz dem Gitter des anderen Triodensystems zugeführt wird [8]. Hierbei wird von jedem Gitter nur ein Teil des Anodenstromes beeinflusst. Die Schaltung wird in Deutschland von Nord Mende verwendet und ist bei amerikanischen Geräten [5] selten anzutreffen. Schließlich sei noch die Gegentaktschaltung nach Abb. 3e erwähnt, die in einem Gerät von RCA-Viktor [15] angewandt wird.

Alle diese Schaltungen arbeiten mit getrenntem Oszillator, für den entweder eine getrennte Triode oder die Hälfte einer Doppeltriode vorgesehen ist.

Um Röhren zu sparen, läßt sich die Mischstufe auch als selbsterregte Mischstufe mit einer Pentode nach Abb. 3f schalten [1].

5. Abstimmsätze

Die größten Unterschiede in der Ausbildung des UKW-Teils bestehen hinsichtlich der Abstimmittel. Je nach der Art der Bedienung unterscheiden wir zwischen kontinuierlicher Einstellung und Umschaltung von mehreren fest eingestellten Kanälen; hinsichtlich der konstruktiven Durchbildung zwischen Anordnungen mit Drehknopf, Drehschalter, Drehtrommel, Schiebeschalter, Schiebeschlitzen und Druckknopf; hinsichtlich der elektrischen Schaltelemente zwischen Kondensatorabstimmung, Spulenabstimmung, Eisenkernabstimmung, Metallkernabstimmung, umschaltbaren Lecherleitungen und gegebenenfalls gemischten Systemen.

Abb. 4 und Abb. 8 zeigen in einer Übersicht die Kombinationsmöglichkeiten, die sich ergeben, wenn die verschiedenen konstruktiven Anordnungen mit den verschiedenen

elektrischen Abstimmeelementen zusammengebracht werden. Ein großer Teil dieser Möglichkeiten ist ausgeführt worden, während andere Kombinationen sich als unpraktisch erwiesen haben oder bisher nicht untersucht worden sind. In der Tabelle sind die Firmen angegeben, die Abstimmsätze der betreffenden Bauart auf den Markt gebracht haben, sowie die dazugehörige Nummer des Schrifttumnachweises.

Abb. 4.

Abstimmssysteme

| | Kondensator | Spule | Eisenkern | Metallkern | Lecherleitung |
|-----------------------|--|---|------------------------------------|-------------------------------|--------------------|
| Drehknopf | Sonora (6) Arvin (6) Spartan (6) | Induktuner (14) Crosley (6) | | Variable Cond. Corp. (15) | |
| Drehschalter | Trav-Ler (6) | Fernseh GE (10) Philco, Motorola Farnsworth Majestic (6) | | | |
| Drehtrommel | | RCA 630TS ⁽¹³⁾ Admiral ⁽⁶⁾ Stewart-Warner Emerson (12) | Blaupunkt | | |
| Schiebe- Schalter | | | | | Nord-Mende (16) |
| Schiebe- schlitten | | | Stromberg-Carlson (6) Graetz | Nora (17) Aladdin (11) | |
| Druckknopf | | Grundig Mende | | | |

Die aus dem Rundfunk übliche Drehkondensatorabstimmung wird von einigen amerikanischen Herstellern verwendet. Es findet sich auch eine Kondensatorumschaltung mit Drehschalter, während andere Kondensatorbetätigungen fehlen. Die Kondensatorabstimmung läßt sich z. B. auch als Drehtrommel ausbilden. Auf eine derartige Konstruktion wird im Zusammenhang mit der Blaupunkt-Eisenkernabstimmung noch eingegangen.

Eine Induktivitätsabstimmung mit Drehknopf benutzt z. B. der Inductuner [14]. Hierbei wird ein Kontakt an einer schraubenförmig gewickelten Spule entlangbewegt und hierdurch ein Teil der Spulenwindung unwirksam gemacht. Die Kontaktgabe ist bei derartigen Anordnungen schwierig und bedarf einer sehr sorgfältigen Durchbildung. Sehr beliebt sind die Ausführungen [10, 15], bei denen durch einen Drehschalter verschiedene Kreise, die den einzelnen Kanälen entsprechen und die sich durch verschiedene Spulen unterscheiden, eingeschaltet werden. Dabei werden Drehschalter mit kurzen Weglängen verwendet, bei denen wieder größte Sorgfalt auf die Durchbildung der Kontakte gelegt werden muß. Eine besonders kleine, kapazitätsarme und raumsparende Anordnung ist von der Fernseh GmbH entwickelt worden (Abb. 5).

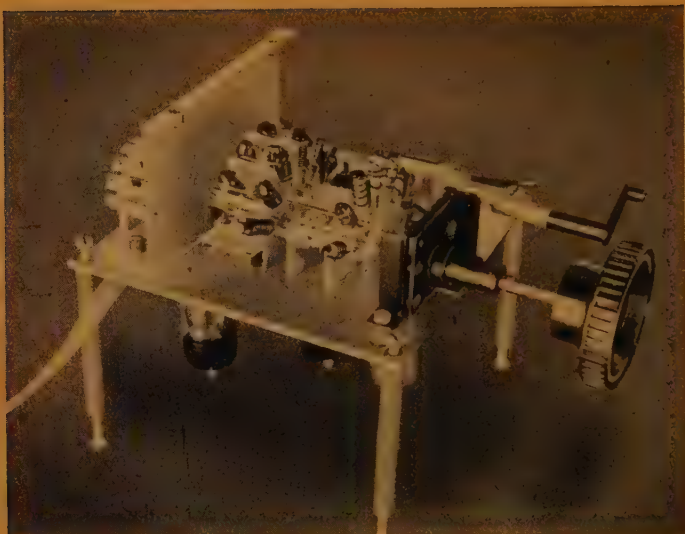


Abb. 5.
Kleiner, kapazi-
tätsarmer Dreh-
schalter der
Fernseh GmbH

Auch die Anordnungen mit Drehtrommel [12, 13] haben meist eine größere Anzahl von Spulenträgern, die wahlweise eingeschaltet werden. Zu dieser Gruppe gehören die am weitesten verbreiteten amerikanischen Abstimmer, die zum Teil mit gedruckten Spulen versehen sind, welche auf auswechselbaren Plättchen aufgebracht sind. Ähnliche Anordnungen lassen sich auch mit Schiebeschaltern ohne große Schwierigkeiten durchbilden. Dagegen eignen sie sich nicht für kontinuierliche Abstimmung. Die Betätigung durch Druckknöpfe ist auch in diesem Fall möglich, wie die Ausführungen von Grundig und Nord Mende beweisen.

Zur Gruppe der induktiven oder Permeabilitätsabstimmung gehören die Abstimmer, die mit Eisen- oder Metallkernen arbeiten. Hier ist eine Ausführung von Blaupunkt (Abb. 6) bemerkenswert, die eine Drehtrommel mit verschiedenen Sätzen von Eisen- oder Metallkernen verwendet, die gegenüber festen, als flache Spiralen ausgebildeten Spulen verstellt werden. Ein solcher Abstimmersatz hat den Vorteil, daß er ohne Kontakte auskommt und daß die einzelnen Kreise getrennt justierbar sind. Die Selektionskurven der sechs Kreise sind in Abb. 7 dargestellt. In ähnlicher Weise läßt sich eine kapazitive Abstimmung herbeiführen, wenn man anstelle der Flachspulen und Eisenkerne einander gegenüberstehende Kondensatorplatten anordnet, die verschiedene Größen und Abstände aufweisen.

Eine kontinuierliche Eisenkern-

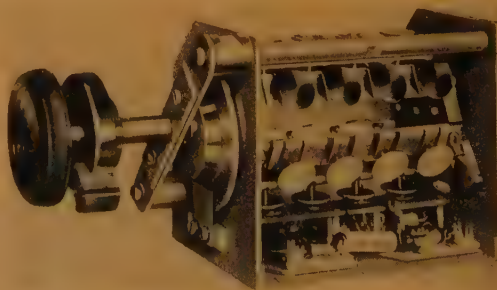


Abb. 6. Wellenschalter für Fernseh-Empfänger
der Blaupunktwerke

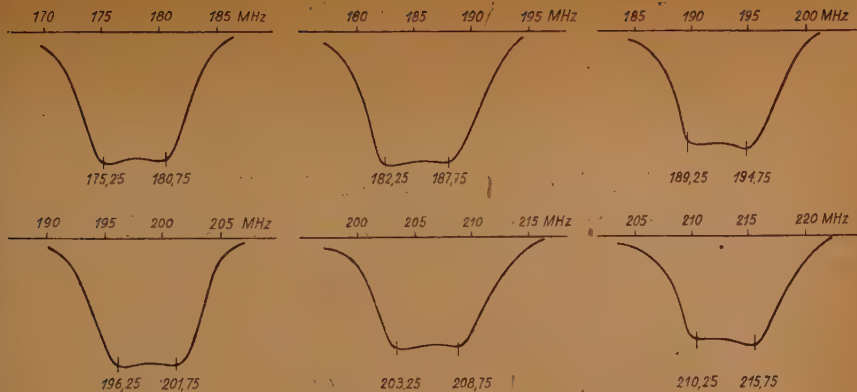


Abb. 7. Selektionskurven des 6-Kanal-HF-Kopfes

abstimmung mit Schiebeschritten wird z. B. von Stromberg Carlson und Graetz verwendet. Diese Anordnungen lehnen sich an die gebräuchlichen Eisenkernvariometer der Rundfunktechnik an.

Ein ebenfalls kontaktfreier Abstimmer von Aladdin [11] mit kontinuierlichem Hub verwendet einen Metallzylinder, der über einen festen Eisenkern im Innern einer Spule geschoben wird. Diese Lösung scheint verhältnismäßig günstig, da sie insbesondere auch über den ganzen Bereich bei allen Kanälen einen gleichmäßigen Dämpfungsgang ergibt, während sich bei der üblichen induktiven Abstimmung mit verschiebbarem Kern die Dämpfung vom ersten bis zum letzten Kanal ändert, wenn nicht besondere Maßnahmen getroffen werden.

Eine Abstimmung ohne Kontakte wird auch bei der Anordnung der Variable Condenser Corp. [15] erzielt, bei der Metallscheiben, die wie bei einem Drehkondensator-Rotor angeordnet sind, gegenüber Flachspulen verstellt werden, die in der Lage der Statorlamellen angeordnet sind.

Diese Abstimmeinrichtungen würden sich auch alle für die Druckknopfbetätigung eignen. Jedoch scheinen derartige Anordnungen noch nicht ausgeführt worden zu sein. Einige Geräte [16] benutzen zur Abstimmung Lecherleitungen verschiedener Länge, d. h., es werden nicht komplette Spulen umgeschaltet, sondern es wird die elektrische Länge einer Leitung durch Hinzuschaltung von Spulenabschnitten geändert. Eine solche Anordnung, die durch einen Schiebeschalter betätigt wird, ist von Nord Mende ausgeführt worden. Auch für diese Anordnungen käme eine Betätigung durch Druckknopf oder Drehschalter in Frage. Eine Abstimmeinheit mit Kondensator- und Spulenumschaltung ist kürzlich von Philips herausgebracht worden.

Zusammenfassend läßt sich sagen, daß bei den amerikanischen Geräten am häufigsten der Drehschalter (22% aller Geräte von 1952 in USA) und die Drehtrommel (56% aller Geräte von 1952 in USA) vertreten ist. Beide Ausführungen benötigen eine größere Anzahl, bis zu 19 Kontakten. Dabei wird mit einzelnen abgleichbaren Kreisen für die verschiedenen Kanäle gearbeitet. Derartige Anordnungen ermöglichen es zwar mit ziemlicher Sicherheit, den gewünschten Kanal immer wieder aufzufinden und auch die Abstimnteile für jeden Kanal individuell zu gestalten. Sie sind daher unabhängig von

der Sorgfalt der Bedienung und bei geeigneter Ausführung der Kreiselemente auch ziemlich frei von zeitlichen Veränderungen. Außerdem können die einzelnen Kanäle durch verschieden bemessene und verschieden gestaltete Kreise abgestimmt werden. Die Abgleicharbeit bei der Herstellung ist jedoch verhältnismäßig groß, die Prüfung umständlich und zeitraubend. Für die Abstimmer werden zum Teil recht komplizierte Abgleichregeln gegeben, die auch bei der Instandsetzung zu beachten sind [12]. Im Vergleich hierzu lassen sich die Anordnungen mit kontinuierlicher Abstimmung meist wesentlich einfacher abgleichen, und der Fortfall der Kontakte erhöht die Be-













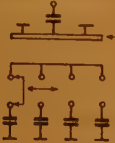




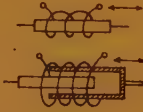

| | Kondensator | Spule | Eisenkern Metallkern | Lecherleitung |
|------------------|--|---|---|---|
| Drehknopf |  |  |  |  |
| Drehschalter |  |  | |  |
| Drehtrammel |   |  |  |  |
| Schiebeschalter |  |  |  |  |
| Schiebeschlitten |  | |  |  |

Abb. 8. Abstimmsätze verschiedener Bauart

triebssicherheit. Allerdings muß darauf geachtet werden, daß die mechanische Einstellungsgenauigkeit genügt, d. h. die Herstellungstoleranzen müssen sehr klein sein, wenn mit Sicherheit bei jeder neuen Einstellung die richtige Abstimmung des Kanals automatisch erreicht werden soll.

Schrifttum

- [1] J. Harmans, Die Wahl der ZF in Fernseh-Empfängern, Frequenz 5 (1951), S. 307...310.
- [2] W. Dillenburger, Aufbau und Arbeitsweise des Fernsehempfängers. S. 166.
- [3] W. T. Cocking, Television Station Selection. Wireless World (1949), S. 242...246.
- [4] P. P. van Duyne, Suppressing Local Oscillator Radiation in TV Receivers. Tele-Tech (1952), Februar, S. 45...47, 95...599, 101, 102.
- [5] H. M. Watts, Television Front-End Design. Electronics (1949), April, S. 92...97, Mai, S. 106...110.
- [6] M. N. Beitman, Most-Often-Needed 1951 Television Servicing Information.
- [7] D. Hopf, Die Schaltungstechnik der Vor- und Mischstufe von Fernsehempfängern mit der Doppeltriode ECC 81.
- [8] A. Renardy, Eingangsschaltung deutscher Fernsehempfänger.
- [9] W. Dillenburger, loc. cit. S. 59...65.
- [10] O. Silvey, A Front End for Television Receivers. Tele-Tech (1949), S. 36, 37, 54, 55.
- [11] D. R. De Tar u. H. T. Lyman, A Variable Inductance TV Tuner. Electronics, December 1950, S. 102...106.
- [12] D. Lerner, The Turret Type TV Tuner. Radio & Television News, June 1950, S. 58, 59.
- [13] The Printed-Circuit TV Tuner. Television Engineering, Mai 1950, S. 19.
- [14] M. F. Melvin, Variable Inductance Tuning for TV Receivers. Communications (1947), S. 46...49, 63
- [15] R. Wilke, Fernseher-Abstimmteile. radio mentor (1952), S. 107...109.
- [16] C. R. Fernseher. Nord-Mende 5150. radio mentor (1951), S. 592...595.
- [17] Claus Reuber, Fernseher, radio mentor (1952), S. 120...122.
- [18] KT Eine praktische Abstimmereinheit für Fernsehempfänger, FUNK-TECHNIK 7 (1952) H 13, S. 342...343

Formeln zur Berechnung von Siebschaltungen mit geebneter Dämpfungskurve

Für Tiefpaßfilter, die entweder im Durchlaßbereich oder im Sperrbereich eine sogenannte geebnete Dämpfungskurve haben, werden einfache Formeln angegeben, nach denen bei vorgeschriebener Welligkeit die Schaltelemente unmittelbar berechnet werden können. Die mit den angegebenen Schaltungen herstellbaren Dämpfungskurven werden in Kurvenblättern dargestellt.

1. Einleitung

Zur Berechnung elektrischer Filter werden heute zwei Verfahren angewendet. Das ältere, auf Wagner und Zobel zurückgehende, setzt die Filterschaltung aus einer Kette von Gliedern mit gleichen Wellenwiderständen zusammen und geht von dem Dämpfungsverlauf aus, den die Schaltung zeigen würde, wenn sie an beiden Enden mit ihren Wellenwiderständen abgeschlossen wäre. Diese Wellenwiderstände sind aber nicht frequenzunabhängig. Ein gewünschter Verlauf der Betriebsdämpfung, das ist die Dämpfung, welche wir messen, wenn wir die Schaltung zwischen ohmschen Widerständen betreiben, läßt sich nur angenähert verwirklichen. Das neuere Verfahren, das in Deutschland vor allem von Cauer und Piloty entwickelt wurde, gestattet dagegen, die Betriebsübertragungsgrößen unmittelbar als analytische Funktionen vorzuschreiben und daraus die zugehörige Schaltung zu bestimmen. Diesem Vorteil, jeden überhaupt möglichen Verlauf der Betriebsdämpfung und des Betriebswinkelmaßes verwirklichen zu können, steht allerdings der schwerwiegende Nachteil gegenüber, daß das neue Verfahren sehr umfangreiche und genaue Rechenarbeit erfordert, die nur mit Hilfe von Rechenmaschinen und anderen Hilfsmitteln geleistet werden kann. Dieser Umstand beschränkt die Anwendung der neuen Theorie auf solche Fälle, wo die erforderlichen Hilfsmittel zur Verfügung stehen und ihre Anwendung für den beabsichtigten Zweck auch vertretbar scheint.

In besonderen Fällen, nämlich dann, wenn die vorgegebene Dämpfungsfunktion durch einen einfachen analytischen Ausdruck dargestellt werden kann, lassen sich jedoch die umständlichen Rechengänge ohne solche Hilfsmittel allgemein bis zur fertigen Endformel für die Schaltelemente des Filters durchführen. Für die praktische Anwendung können dann die Zwischenrechnungen erspart und unmittelbar die einfachen Endformeln angewendet werden. Es scheint zweckmäßig, diese Fälle, soweit sie bekannt sind, in Form eines Kataloges zusammenzustellen, mit dessen Hilfe Schaltungen mit den gewünschten Eigenschaften ohne rechentechnische Hilfsmittel und ohne Kenntnis des Rechenganges, der zur Ableitung der Formeln geführt hat, berechnet werden können. Zu einem solchen Katalog sollen die folgenden Formeln einen Beitrag liefern.

Nachdem in einer früheren Arbeit die Formeln für die Schaltelemente von Siebketten mit dem einfachst möglichen Dämpfungsverlauf, den sogenannten Potenzketten, abgeleitet worden sind [1], sollen jetzt ohne Ableitung die Formeln zur Berechnung von

zwei weiteren Arten von Siebketten angegeben werden, deren Dämpfungsverlauf durch sogenannte Tschebyscheff-Polynome dargestellt werden kann. Es werden Kurvenblätter gegeben, die alle mit solchen Filtern herstellbaren Dämpfungskurven unmittelbar abzulesen gestatten. Die Endformeln zur Berechnung der Schaltelemente benötigen zur Auswertung nur einen Rechenschieber.

Bei den Angaben für die Schaltungen können wir uns auf Angaben für Tiefpaß-Schaltungen beschränken, denn aus Tiefpässen lassen sich durch einfache Transformationsformeln Hochpässe, Bandpässe oder auch Bandsperren herleiten (siehe z. B. [2]). Um die Formeln für beliebige Tiefpässe gültig zu machen, müssen wir sie auf eine Grenzfrequenz ω_g und den Abschlußwiderstand normieren. Wir führen dazu eine normierte Frequenz $\Omega = \omega/\omega_g$ ein. Den Frequenzen zwischen 0 und ω_g , also dem Bereich, den wir den Durchlaßbereich nennen wollen, entsprechen dann die Werte Ω von 0 bis 1. Den Frequenzen zwischen ω_g und ∞ , also dem Sperrbereich, entsprechen die Werte $1 < \Omega < \infty$. Wir können uns weiterhin auf solche Tiefpässe beschränken, die zwischen gleichen ohmschen Widerständen von Generator und Verbraucher $R_i = R_a = R$ betrieben werden. Dann normieren wir alle Induktivitäten L_v und Kapazitäten C_v auf diesen Abschlußwiderstand und auf die Grenzfrequenz des Tiefpasses. Wir schreiben

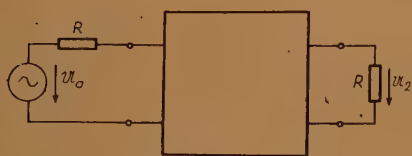


Abb. 1 Zur Definition der Betriebsdämpfung eines Vierpols

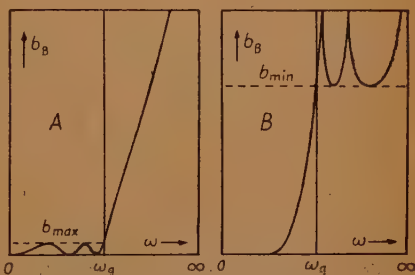


Abb. 2 Grundsätzlicher Verlauf der Betriebsdämpfung der beiden Arten von Tiefpässen, für welche die Berechnungsformeln gegeben werden

$$l_v = \frac{\omega_g L_v}{R} \quad c_v = \frac{1}{\omega_g C_v R} \quad (1)$$

und geben weiterhin nur die Formeln für diese normierten Größen. Aus ihnen können wir dann die Induktivitäten L_v und die Kapazitäten C_v nach Gl. 1 berechnen. Die Betriebsdämpfung, deren Verlauf wir vorschreiben wollen, ist (siehe Abb. 1) definiert durch

$$b_B = \ln \left| \frac{U_0}{2 U_2} \right| \quad (2)$$

Da am Abschlußwiderstand R niemals eine größere Spannung als $\frac{1}{2}U_0$ auftreten kann, ist die Betriebsdämpfung stets positiv. Die Verluste in den Spulen und Kondensatoren nehmen wir als vernachlässigbar klein an.

2. Die vorgegebenen Dämpfungskurven

Die zwei Arten von Tiefpässen, die wir hier betrachten wollen, haben einen Verlauf der Betriebsdämpfung, wie ihn Abb. 2 schematisch zeigt. Im Fall A bleibt die Dämpfung

im Durchlaßbereich ($\Omega < 1$) überall unter einem vorgeschriebenen Maximalwert (etwa einige hundertstel Neper), den wir beliebig vorschreiben können. Im Sperrbereich ($\Omega > 1$) steigt die Dämpfung monoton und so steil an, wie es bei der Anzahl der aufgewendeten Schaltelemente eben möglich ist. Einen solchen Dämpfungsverlauf können wir analytisch darstellen durch

$$\sqrt{e^{2b_B} - 1} \frac{d^n - d^{-n}}{2} = T_n(\Omega) \quad (3)$$

Darin bedeutet $T_n(\Omega)$ das Tschebyscheff-Polynom n -ten Grades von Ω , das wir auch als

$$T_n(\Omega) = \cos(n \arccos \Omega) \quad (4)$$

schreiben können. Die Zahl n gibt die Gesamtzahl der Spulen und Kondensatoren an, die wir zur Realisierung brauchen. Je größer wir n nehmen, desto steiler ist der Dämpfungsanstieg oberhalb der Grenzfrequenz. Der Parameter d kennzeichnet die maximale Dämpfung im Durchlaßbereich, die wir zulassen wollen. Es gilt

$$d^{2n} = \text{Tang} \frac{b_{\max}}{2} \quad (5)$$

Da die zugelassene Maximaldämpfung gewöhnlich sehr klein ist, können wir ausreichend genau dafür setzen

$$b_{\max} \approx 2 d^{2n} \quad d \approx \sqrt[2n]{\frac{1}{2} b_{\max}} \quad (6)$$

Im Fall B schreiben wir vor, daß die Betriebsdämpfung im Sperrbereich ($\Omega > 1$) eine geforderte Mindestdämpfung (z. B. 5 Neper) nirgends unterschreitet. Im Durchlaßbereich soll die Dämpfung monoton ansteigen und dabei so flach verlaufen, wie es bei der aufgewendeten Anzahl von Schaltelementen eben möglich ist. Auch hier erfolgt der Übergang vom Durchlaß- zum Sperrbereich um so rascher, je größer wir n wählen, d. h., je mehr Schaltelemente wir aufwenden. Ein solcher Verlauf der Betriebsdämpfung im Durchlaßbereich ist manchmal dem sonst üblichen Dämpfungsgang mit wiederholten Schwankungen, wie ihn alle nach der älteren Theorie berechneten Siebketten aufweisen, vorzuziehen; er ergibt auch einen günstigeren Verlauf des Betriebswinkelmaßes im Durchlaßbereich. Analytisch können wir einen solchen Dämpfungsverlauf ebenfalls durch ein Tschebyscheff-Polynom darstellen in der Form

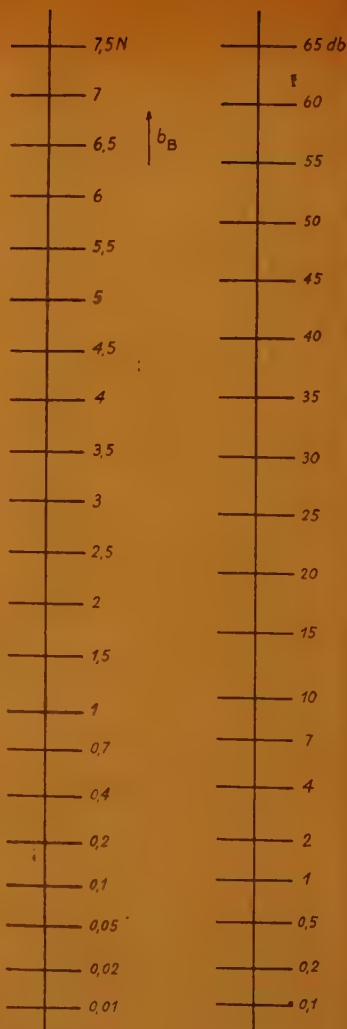


Abb. 3a

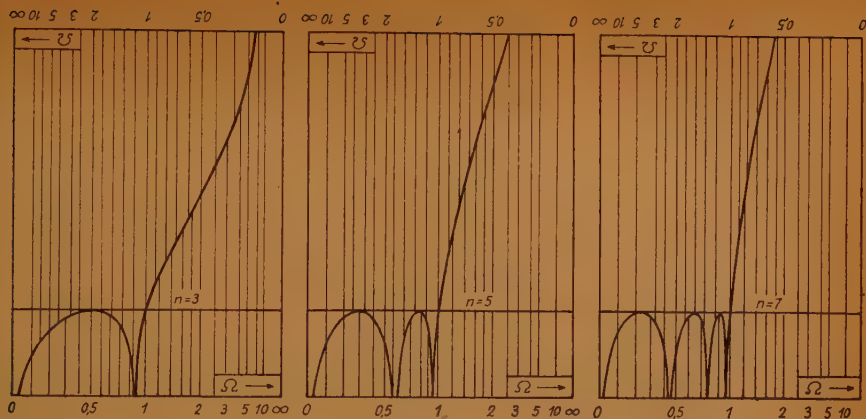


Abb. 3 Diagramme zur Bestimmung der Dämpfungskurven der hier behandelten Tiefpässe mit drei, fünf und sieben Schaltelementen

$$\frac{1}{\sqrt{e^{2b_B} - 1}} \frac{d^{-n} - d^n}{2} = T_n \left(\frac{1}{\Omega} \right) \quad (7)$$

Der Zusammenhang zwischen der vorgeschriebenen Mindestdämpfung im Sperrbereich und dem Parameter d ist hier gegeben durch

$$e^{b_{\min}} = \frac{d^{-n} + d^n}{2} \quad (8)$$

Wenn die Dämpfung groß ist, etwa größer als 3 Neper, wird $d^{2n} \ll 1$, und wir können hierfür angenähert schreiben

$$b_{\min} \approx \ln \frac{d^{-n}}{2} \quad d \approx \sqrt[n]{\frac{1}{2} e^{-b_{\min}}} \quad (9)$$

Für den praktischen Gebrauch empfiehlt es sich, die beiden Seiten der Gl. (3) bzw. (7) in logarithmischem Maßstab getrennt darzustellen, wie das in Abb. 3 für $n = 3$, $n = 5$ und $n = 7$ geschehen ist. Die Kurven für andere n können nach Gl. (4) gezeichnet werden. Der Dämpfungsmaßstab [linke Seite der Gl. (3) oder (7)] ist in zwei verschiedenen Teilen (Neper und Dezibel) aufgetragen. Dieser Maßstab wird zweckmäßig auf transparentes Papier gezeichnet und kann dann, je nach Wahl des Faktors $\frac{1}{2} (d^{-n} - d^n)$ auf den Diagrammen, welche die rechten Seiten der Gl. (3) und (7) darstellen, beliebig nach oben oder unten verschoben werden. Die Diagramme tragen zwei zueinander reziproke Frequenzteilungen. Sie können deshalb für den Fall A und B benutzt werden, wenn man sie jeweils um 180° dreht. Die Anwendung ist äußerst einfach. Wir brauchen nur die waagerechte Linie im Diagramm mit der gewünschten Maximaldämpfung (Fall A) auf dem Dämpfungsmaßstab zur Deckung zu bringen oder im umgedrehten Diagramm (Fall B) die waagerechte Linie im Diagramm mit der gewünschten

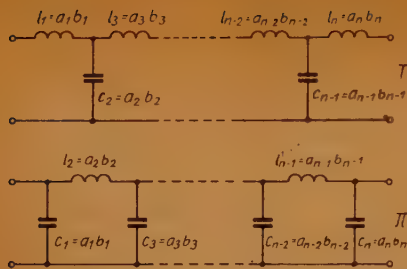


Abb. 4 Aufbau der Tiefpaß-Siebketten im Fall Form A als T- oder Π -Schaltung

Mindestdämpfung und können dann die sich ergebenden Dämpfungskurven für $n = 3$, $n = 5$ und $n = 7$ unmittelbar ablesen. Wir können damit feststellen, mit welchen Werten von n , d. h. mit wieviel Schaltelementen wir die gestellte Forderung ausreichend erfüllen können. Aus n und der vorgeschriebenen Maximaldämpfung im Fall A oder der vorgeschriebenen Minimaldämpfung im Fall B bestimmen wir unseren Parameter d nach (6) oder (9) und haben damit alle Angaben für die

Schaltung beisammen. Wir müssen beachten, daß in allen Gleichungen die Dämpfung in Neper, nicht etwa in Dezibel, einzusetzen ist.

3. Die Formeln für die Schaltelemente im Fall A

Bei der Angabe der Formeln für die Schaltelemente beschränken wir uns zur Vereinfachung auf den Fall, daß n eine ungerade Zahl ist, dann gehört zu der vorgegebenen Dämpfungskurve eine symmetrische Schaltung. Geradzahlige n würden auf antisymmetrische Schaltungen führen.

Ein symmetrischer Tiefpaß der Form A wird gewöhnlich als Kettenschaltung ausgeführt, die wir darum zuerst behandeln wollen. Die Kettenschaltung kann die Form einer T- oder Π -Schaltung haben, wie sie in Abb. 4 dargestellt sind. Beide Schaltungen sind bekanntlich dual zueinander und haben gleiches Betriebsübertragungsmaß. Welche der beiden Formen wir wählen, hängt daher nur von praktischen Gesichtspunkten ab. So werden wir bei Schaltungen, deren Durchlaßbereich bis zu hohen Frequenzen reicht, die Π -Schaltung bevorzugen, weil wir hier die Kapazität einer nachfolgenden oder vorhergehenden Verstärkerröhre mit in die Schaltung einbeziehen können. Die Größe der normierten Induktivitäten l_v in den Längszweigen und der normierten Kapazitäten c_v in den Querszweigen werden bei beiden Schaltungen durch die gleichen

Koeffizienten bestimmt. Sie lauten, wenn wir zur Kürzung $\frac{\pi}{2n} = x$ setzen:

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= 4d \sin x & a_2 &= 4d \sin 3x \\ a_v &= 4d \sin (2v - 1)x \\ b_1 &= \frac{1}{1 - d^2} & \frac{1}{b_2} &= b_1 (1 - 2d^2 \cos 4x + d^4) \\ \frac{1}{b_3} &= b_2 (1 - 2d^2 \cos 8x + d^4) \\ \frac{1}{b_v} &= b_{v-1} [1 - 2d^2 \cos 4(v - 1)x + d^4] \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Die gesamte Schaltung enthält n Elemente. Sie ist also eine sogenannte kanonische Schaltung, d. h., es gibt keine Schaltung, die den gleichen Dämpfungsverlauf mit weniger Elementen verwirklicht. Die Siebkette besteht aus zwei spiegelbildlich gleichen

Teilen, wenn wir uns das mittlere Element halbiert denken. Wir brauchen also nur die Elemente bis zur Mitte der Schaltung zu berechnen. Es gilt nämlich

$$a_1 = a_n, \quad a_2 = a_{n-1} \dots a_v = a_{n+1-v}$$

und ebenso bei ungeradem n

$$b_1 = b_n, \quad b_2 = b_{n-1} \dots b_v = b_{n+1-v}$$

Während diese Symmetriebeziehung bei den a_v ohne weiteres einzusehen ist, kann man sie aus der angegebenen Schreibweise der b_v nicht so leicht ablesen. Das Bildungsgesetz der b_v wird aber deutlich, wenn wir b_v als Funktion von d betrachten und diejenigen komplexen Werte von d aufsuchen, für welche die Funktion verschwindet oder unendlich groß wird. Nullstellen und Unendlichstellen folgen nämlich abwechselnd aufeinander auf dem in $2n$ gleiche Teile geteilten Einheitskreis, wie es Abb. 5 für $n = 5$ zeigt. Dabei sind die Nullstellen durch kleine Kreise, die Unendlichstellen durch kleine Kreuze gekennzeichnet. Wir erkennen, wie mit $v > n/2$ Nullstellen und Unendlichstellen aufeinanderfallen und sich damit wegheben, bis schließlich $b_n = b_1$ wird.

Zu jeder symmetrischen T- oder Π -Schaltung gibt es eine äquivalente Kreuzglied-schaltung (X-Schaltung) mit paarweise gleichen Zweigwiderständen, wie sie Abb. 6 zeigt. Dort sind auch die gebräuchlichen sogenannten Sparbrückenschaltungen eingezeichnet, die nur zwei Brückenwiderstände, dafür aber einen idealen Übertrager benötigen.

Diese X-Schaltungen sind gewöhnlich nicht so sehr für die praktische Verwendung als für theoretische Überlegungen von Bedeutung. Die Schaltelemente zum Aufbau der beiden Brückenwiderstände \mathfrak{R}_1 und \mathfrak{R}_2 gewinnen wir aus unserer Kettenschaltung nach dem Satz von Bartlett [3], indem wir sie in der Mitte halbieren und für \mathfrak{R}_1 die am freien Ende kurzgeschlossene, für \mathfrak{R}_2 die am freien Ende leerlaufende Schaltungshälfte verwenden. Wir können \mathfrak{R}_1 und \mathfrak{R}_2 vertauschen; das entspricht nur einem bedeutungslosen Umpolen der Ausgangsklemmen des Vierpols. Abb. 7 zeigt als Beispiel die beiden Brückenarme \mathfrak{R}_1 und \mathfrak{R}_2 der X-Schaltung, die zur T-Schaltung der Abb. 4 mit $n = 7$ äquivalent ist, und die beiden Brückenarme \mathfrak{R}_1^* und \mathfrak{R}_2^* der X-Schaltung, die zur Π -Schaltung der Abb. 4 mit $n = 7$ äquivalent ist. Für andere n kann man die Brückenarme nach diesem Beispiel analog angeben. Für den einen

Brückenarm der X-Schaltung braucht man jeweils $\frac{n-1}{2}$ Elemente, für den anderen $\frac{n+1}{2}$ Elemente, für die gesamte Schaltung also wieder n Elemente wie bei der Kettenschaltung. Auch die X-Schaltung ist eine kanonische Schaltung, wenn man sie in der

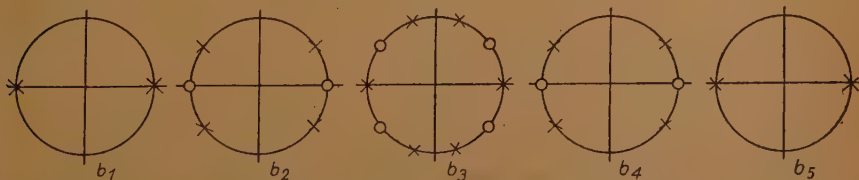


Abb. 5 Darstellung der Koeffizienten b_v als Funktion von d durch ihre Nullstellen und Unendlichstellen in der komplexen d -Ebene

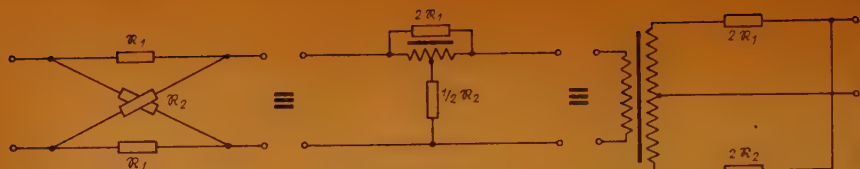


Abb. 6 X-Schaltung und die ihr äquivalenten Sparbrückenschaltungen

Form einer Sparbrückenschaltung nach Abb. 6 aufbaut und den idealen Übertrager nicht als Schaltelement zählt.

4. Die Formeln für die Schaltelemente im Fall B

Im Fall B lassen sich für beliebige n explizite Formeln für die Schaltelemente nur bei der X-Schaltung angeben. Wie im Fall A gibt es auch hier jeweils zwei zueinander duale Schaltungen, zwischen denen wir wählen können. Auch hier enthält die gesamte X-Schaltung wieder n Elemente. Abb. 8 zeigt den Aufbau der beiden Brückenarme R_1 und R_2 bzw. R_1^* und R_2^* für die beiden zueinander dualen Schaltungen für $n = 7$. Die Koeffizienten a_v und b_v sind die gleichen wie im Fall A, auch das Bildungsgesetz ist das gleiche wie dort, nur stehen die a_v und b_v jetzt im Nenner. Nach dem Beispiel von Abb. 8 können wir sinngemäß auch die Brückenarme von Schaltungen mit anderem n aufbauen. Zum Beispiel enthält bei $n = 9$ der eine Arm 4, der andere 5 Elemente, und der Koeffizient des letzten Elementes lautet $2/a_5 b_5$.

Für die praktische Anwendung sind die X-Schaltungen unbequem, man wird sie auch im Fall B möglichst durch eine äquivalente Kettenschaltung zu ersetzen suchen. Die Verwandlung einer X-Schaltung mit beliebig vielen Elementen in eine Kettenschaltung ist nun im allgemeinen nicht ohne weiteres möglich. Bis zu $n = 5$, d. h. für die praktisch wichtigsten Fälle, läßt sich die Umrechnung noch verhältnismäßig leicht durchführen. In Abb. 9 und 10 sind deshalb die zu den X-Schaltungen mit $n = 3$ und $n = 5$ äquivalenten Kettenschaltungen mit den zur Berechnung notwendigen Formeln aufgezeichnet. Diese Schaltungen sind nicht kanonisch, denn sie benötigen mehr als n Schaltelemente, nämlich für $n = 3$ vier Elemente und für $n = 5$ sieben Elemente. Das Bildungsgesetz der Koeffizienten, welche die Schaltelemente bestimmen, gehorcht deshalb hier auch nicht mehr einem einfachen Gesetz wie bei der X-Schaltung.

5. Anwendungsbeispiele

Da wir bei den vorliegenden Schaltungen die Parameter d und n ganz beliebig wählen können, lassen sich mit den angegebenen Formeln Siebschaltungen aufbauen, die den verschiedensten Bedürfnissen angepaßt werden können. Im folgenden werden zwei Beispiele für den Gang der Berechnung gegeben.

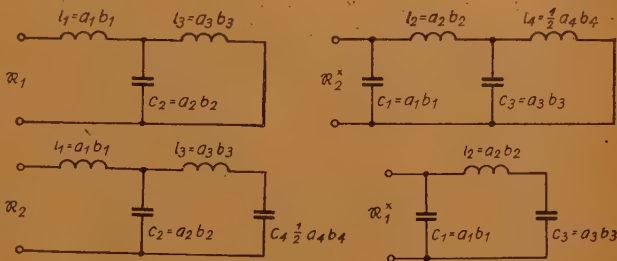
Beispiel 1:

Wir wollen einen Tiefpaß in Π -Schaltung für einen Anpassungswiderstand von 150Ω bauen, der bis zur Frequenz 100 kHz keine größere Dämpfung als $0,05$ Neper hat. Oberhalb 100 kHz soll die Dämpfung monoton ansteigen und bei 150 kHz mindestens 4 N betragen. Aus Abb. 3 lesen wir ab, daß wir diese Forderung mit $n = 7$ erfüllen

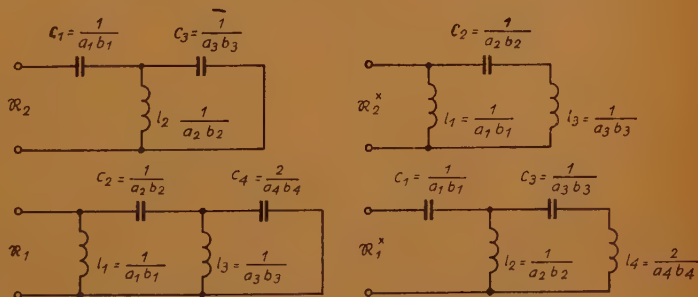
können; denn legen wir im Diagramm mit $n = 7$ die 0,05 Neper-Marke auf den waagerechten Strich, so lesen wir bei $\Omega = 1,5$ eine Dämpfung von 4,7 N ab. Bei $\Omega = 2$, also bei 200 kHz, ist die Dämpfung bereits auf etwa 7 N angestiegen. Aus dem gegebenen Wert $b_{\max} = 0,05$ N berechnen wir nach (6) den Parameter d und erhalten

$$d = \sqrt[14]{0,025} = 0,766.$$

Abb. 7 Aufbau der Zweigwiderstände \mathcal{R}_1 und \mathcal{R}_2 der X-Schaltung, die zur T-Schaltung der Abb. 4 mit $n = 7$ äquivalent ist, und der Zweigwiderstände \mathcal{R}_1^* und \mathcal{R}_2^* der X-Schaltung, die zur II-Schaltung der Abb. 4 mit $n = 7$ äquivalent ist



Rechts: Abb. 8 Aufbau der Zweigwiderstände der Tiefpaß-X-Schaltungen im Fall B für $n = 7$



Mit $x = \frac{\pi}{14}$ wird nach Gl. (10)

$$a_1 = a_7 = 0,684, a_2 = a_6 = 1,915, a_3 = a_5 = 2763, a_4 = 3,074$$

und

$$b_1 = b_7 = 2,44, b_2 = b_6 = 0,669, b_3 = b_5 = 0,928, b_4 = 0,447$$

Die Schaltung finden wir in Abb. 4, in der wir $n = 7$ setzen. Aus den a_v und b_v rechnen wir die normierten Werte der Induktivitäten und Kapazitäten l_v und c_v aus. Zur Berechnung der wirklichen Induktivitäten und Kapazitäten finden wir nach Gl. (1)

$$L_v = l_v \frac{R}{\omega_g} = l_v 238,8/\mu\text{H}; C_v = \frac{c_v}{\omega_g R} = c_v 10,62 \text{ nF}$$

Wenn wir die normierten Werte mit diesen Größen multiplizieren, erhalten wir die im oberen Teil der Abb. 11 aufgezeichnete Schaltung.

Beispiel 2:

Wir wollen eine Tiefpaß-Siebkette für einen Anpassungswiderstand von 600Ω bauen, die oberhalb 10 kHz eine garantierte Sperrdämpfung von 4,5 N besitzt. Im Durchlaßbereich soll die Dämpfung monoton und möglichst flach ansteigen. Sie soll bei 6 kHz

0,25 N noch nicht überschreiten. Wenn wir den Dämpfungsmaßstab an die umgedrehten Diagramme der Abb. 3 anlegen, so sehen wir, daß wir diesmal mit $n = 5$ auskommen, denn bei $n = 5$ erhalten wir bei einer Mindestsperrdämpfung von 4,5 Neper bei $\Omega = 0,6$ eine Dämpfung von 0,19 N. Den Parameter d müssen wir jetzt (Fall B) nach Gl. (9) berechnen.



Abb. 9 Tiefpaß-Kettenschaltung Fall B für $n = 3$

$$L_{T1} = L_{T3} = C_{\pi 1} = C_{\pi 3} = \frac{1 - d^2}{2d}$$

$$C_{T2} = L_{\pi 2} = \frac{1 - d^2}{d}$$

$$L_{T2} = C_{\pi 2} = \frac{3}{4} \frac{d}{1 - d^2}$$

$$d \approx \sqrt[3]{\frac{1}{2} e^{-b_{\min}}}$$

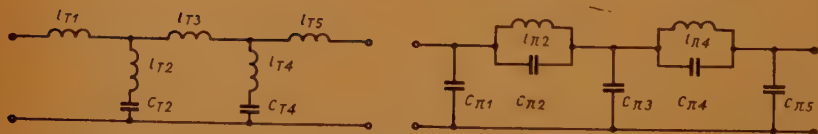


Abb. 10 Tiefpaß-Kettenschaltung Fall B für $n = 5$

$$L_{T1} = L_{T3} = L_{T5} = \sin\left(\frac{\pi}{10}\right) \frac{1 - d^2}{d}$$

$$C_{T2} = L_{\pi 2} = \sin\left(\frac{3\pi}{10}\right) \frac{(1 - d^2)(1 - 2d^2 \cos^2(\frac{2\pi}{5}) + d^4)}{d(1 - 2d^2 \cos^2(\frac{\pi}{5}) + d^4)}$$

$$\sqrt{L_{T2} \cdot C_{T2}} = \sqrt{C_{\pi 2} \cdot L_{\pi 2}} = \cos\left(\frac{3\pi}{10}\right)$$

$$L_{T3} = C_{\pi 3} = \frac{1 - 2d^2 \cos^2(\frac{\pi}{5}) + d^4}{d(1 - d^2)}$$

$$C_{T4} = L_{\pi 4} = \sin\left(\frac{3\pi}{10}\right) \frac{(1 - d^2)^3}{d(1 - 2d^2 \cos^2(\frac{\pi}{5}) + d^4)}$$

$$\sqrt{L_{T4} \cdot C_{T4}} = \sqrt{C_{\pi 4} \cdot L_{\pi 4}} = \cos\left(\frac{\pi}{10}\right)$$

$$I_{T5} = C_{\pi 5} = \sin\left(\frac{\pi}{10}\right) \frac{1 - 8 d^2 \cos^3\left(\frac{\pi}{5}\right) + d^4}{d(1 - d^2)}$$

$$d \approx \sqrt[5]{\frac{1}{2} e^{-\frac{b}{\min}}}$$

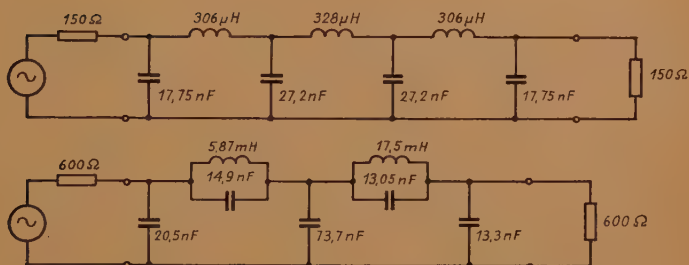


Abb. 11 Die in den Beispielen 1 und 2 berechneten Tiefpaß-Schaltungen

Wir finden

$$d = \sqrt[5]{\frac{1}{2} e^{-4,5}} = 0,35$$

Die zugehörige Kettenschaltung finden wir in Abb. 10. Wir können zwischen der T- oder Π -Schaltung wählen. Die T-Schaltung enthält fünf Spulen und zwei Kondensatoren, die Π -Schaltung zwei Spulen und fünf Kondensatoren. Wenn nicht besondere Gründe dagegen sprechen, werden wir die Π -Schaltung wählen, da Spulen im allgemeinen teurer sind als Kondensatoren. Unter der Abb. 10 finden wir die Formeln zur Berechnung der normierten Werte für die Schaltelemente. In diese setzen wir den Wert $d = 0,35$ ein und erhalten für die Π -Schaltung

$$c_1 = 0,774 \quad c_2 = 0,5635 \quad c_3 = 2,78 \quad c_4 = 0,4915 \quad c_5 = 0,500$$

$$l_2 = 0,6135 \quad l_4 = 1,838$$

Nach Gl. (1) wird mit $\omega_g = 2\pi \cdot 10^4 \text{ sec}^{-1}$

$$R = 600 \Omega$$

$$L_v = l_v \cdot 9,56 \text{ mH} \quad C_v = c_v \cdot 26,57 \text{ nF}$$

Abb. 11 zeigt die Schaltung mit den eingetragenen Werten für die Elemente.

Literaturverzeichnis

- [1] Bosse: Siebketten ohne Dämpfungsschwankungen im Durchlaßbereich (Potenzketten), Frequenz (1951) 279
- [2] Feldtkeller: Einführung in die Siebschaltungstheorie der elektrischen Nachrichtentechnik, 3. Aufl. S. Hirzel Verlag, Stuttgart (1949)
- [3] Feldtkeller: Einführung in die Vierpoltheorie der elektrischen Nachrichtentechnik, 5. Auflage, S. Hirzel Verlag, Stuttgart, (1948)
- [4] Linnebach: Siebschaltungen mit ausgeglichener Resonanzkurve ENT (1943) 238

PATENT-ANMELDUNGEN und -ERTEILUNGEN

Die Zahlen und Buchstaben bedeuten in der

ersten Zeile (bei Patent-Anmeldungen): Klasse, Gruppe, Dezimalgruppennummer, Aktenzeichen;
(bei Patent-Erteilungen): Klasse, Gruppe, Dezimalgruppennummer, Patentrollennummer, Aktenzeichen;

zweiten Zeile (bei Patentanmeldungen): links — Anmeldetag, rechts — Bekanntmachungstag;
(bei Patent-Erteilungen): Datum des Beginns des Patents;

letzten Zeile (bei Patent-Anmeldungen): Zahl in () = Anzahl der Text- und Zeichnungsseiten.

Die bei den Patent-Anmeldungen angeführten Namen sind die der Anmelder, nicht der Erfinder, sofern nicht beide identisch sind; bei den Patent-Erteilungen sind die Patentinhaber genannt.

1. Patent-Anmeldungen

21a*, 18/07. Sch 7677

5. 10. 51 29. 5. 52

Dr.-Ing. K. Schmidt, Darmstadt;
„Verf. z. Verbesserung d. Verständlichkeit b. d. Übertrag. v. Sprache b. Vorhandensein v. Geräuschen“ (12)

21a*, 6/02. S 6992

19. 1. 38 29. 5. 52

Siemens & Halske AG; „Verf. z. Frequenzteilg. mittels einer durch eine Wechsellspannung synchronis. selbständ. Kipperschaltg.“ (16)

21a*, 6/02. S 11 289

14. 4. 48 29. 5. 52

Siemens & Halske AG; „Schaltungsanordng. z. Erzeugg. v. geradzahl. Vielfachen einer Grundfrequenz“ (4)

21a*, 29/01. S 10 835

13. 10. 42 29. 5. 52

Siemens & Halske AG; „Verstärker f. Frequenzmodul. Hochfrequenzschwingg.“ (10)

21g, 13/17. B' 4843

12. 8. 42 29. 5. 52

J. Pintsch KG; „Elektronenröhrenanordng. z. Anfachen (Erzeug., Verstärk., Empfang.) ultrahochfrequent. elektr. Schwingg.“ (48)

21g, 29/20. A 5686

2. 4. 36 29. 5. 52

AEG; „Photozelle m. sekundäremissionsfäh. Anode u. Photokathode u. ihre Schaltg. als Pendelvervielfacher“ (5)

21g, 38. M 10 722

21. 8. 51 29. 5. 52

(Großbrit.: 1. 9. 50 u. 4. 7. 51)
Marconi's Wireless Telegraph Comp. Ltd.; „Linearis. Sägezahn-schwingungsschaltg.“ (10)

42g, 10/01. A 5987

5. 2. 44 29. 5. 52

AEG; „Röhrenschaltg. f. d. Lösch- u. Vormagnetisierungssender in Geräten z. magnet. Schallaufzeichng.“ (4)

42g, 16/03. F 2621

12. 2. 42 29. 5. 52

G. Fries, Ostheim (Kr. Hanau); „Verf. z. Vervielfältig. endloser Schallbänder unt. Benutzg. einer Beschriftg. m. zwei od. mehr gegenläuf. Nadeln einer Metallmatrizierg. u. deren Vervielfältig. durch Druck“ (13)

42s, —. Sch 7296

11. 8. 51 29. 5. 52

Schoeller & Co.; „Verf. z. Erzeugg. v. Ultraschall“ (2)

51f, 1/01. V 2971

13. 12. 50 29. 5. 52

Dr. O. Vierling, Ebermannstadt (Oberfr.); „Elektron. Orgel“ (15)

21a*, 9/01. N 2174

24. 2. 44 5. 6. 52

(Niederl.: 1. 3. u. 3. 9. 43)

NV Philips' Gloeilampenfabrieken; „Schaltg. m. einer Entladungsröhre z. Erzeugg. od. Übertragg. v. elektr. Schwingg. sehr hoher Frequenz“ (11)

21a*, 9/01. S 7425

28. 3. 41 5. 6. 52

Siemens & Halske AG; „Anordng.

z. Erzeugg. ultrakurz. elektr. Wellen“ (7)

21a*, 29/03. T 2470

8. 7. 41 5. 6. 52

Telefunken Ges. f. drahtl. Telegraphie mbH; „Schaltg. z. Ausgleich d. Empfangsschwundes b. d. Übertragg. v. period. elektr. Impulsen“ (8)

44a*, 54. T 2672

31. 7. 44 5. 6. 52

Telefunken Ges. f. drahtl. Telegraphie mbH; „Übertragungs-verf. f. Ultrahochfrequenz“ (6)

22g, 8/05. T 2867

19. 10. 43 5. 6. 52

Deutsche Grammophon GmbH; „Verf. z. Aufzeichng. v. Tönen“ (4)

42g, 8/07. K 5197

31. 3. 39 5. 6. 52

Klangfilm GmbH; „Verf. u. Einrichtg. z. Kontrolle v. Tonaufzeichng. in zwei od. mehreren getrennt. Kanälen, insb. f. stereoaakust. Zwecke“ (8)

42g, 12. K 5200

7. 3. 41 5. 6. 52

Klangfilm GmbH; „Verf. z. Herstellg. v. Tonaufzeichng. auf Längsphonogrammträgern“ (7)

42g, 13/01. K 6732

27. 9. 50 5. 6. 52

Klangfilm GmbH; „Einrichtg. z. magnet. Tonaufzeichng. m. einer auf d. Magnettonträger außer d. Magnettonschrift vorgesehenen sichtb. Tonschrift“ (6)

51f, 3/05. B 13 728

12. 2. 51 29. 5. 52

H. Bode, Neubeuern; „Kapazit.
Abtastanordng.“ (5)

51f, 3/05. C 2552

25. 9. 50 29. 5. 52

Cantulia Neuerburg KG; „Zieh-
harmonika“ (4)

74d, 6/12. K 5158

2. 7. 41 29. 5. 52

Klangfilm GmbH; „Schallgeräte
m. Richtwirkg.“ (12)

21a¹, 36. L 8314

16. 2. 51 5. 6. 52

C. Lorenz AG; „Verf. z. Erzeugg.
v. Impulsen“ (6)

21a¹, 36. T 943

6. 12. 41 11. 6. 52

Telefunken Ges. f. drahtl. Tele-
graphie mbH; „Anordng. z.
Verschmälern v. elektr. Im-
pulsen“ (8)

21a¹, 3. V. 2746

11. 10. 50 11. 6. 52

(Schweiz: 22. 4. 50)

Dr. O. Vierling, Ebermannstadt
(Oberfr.); „Mit Kondensator-
mikrophon frequenzmodul.
Schwingungskreis“ (34)

21a¹, 16/01. T 2524

23. 4. 42 11. 6. 52

Telefunken Ges. f. drahtl. Tele-
graphie mbH; „Mikrofon-
besprechungsanlage“ (5)

21a¹, 18/04. L 8559

15. 3. 51 11. 6. 52

Licentia Patent-Verwaltungs-
GmbH; „Schaltungsanordng.
z. Frequenzgangbeeinflussg. b.
mehrstufig. Verstärkern“ (4)

21a¹, 18/05. S 11 629

3. 11. 43 11. 6. 52

Siemens & Halske AG; „Gegen-

(Fortsetzung s. Seite 438)

621.314.632

Zusammenstellung der wichtigsten auf dem Markt erhältlichen Kristall-Richtleiter (Kristall-Röhren)

Herr Dipl.-Ing. O. Stürzinger, Zürich, hat im Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins Band 43 (1952), Nr. 2, eine außerordentlich übersichtliche und fast vollständig zu nennende Zusammenstellung der zur Zeit von einigen Firmen zur Verfügung gestellten Kristall-Richtleiter veröffentlicht. Wenn auch die Erzeugnisse der amerikanischen bzw. englischen Firmen nur im geringen Umfang in Deutschland erhältlich sind, so werden die Werte und Angaben aber doch den interessierten Technikern, vor allem den Laboratorien, sehr willkommen sein. Die Anschriften der Lieferfirmen geben wir auf Anfrage gern bekannt. Herrn Dipl.-Ing. Stürzinger sowie dem Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins danken wir für die Bereitwilligkeit, uns die Zusammenstellung zur Verfügung zu stellen.

Der Kristallgleichrichter besitzt gegenüber der „trägen“ Elektronenröhre eine Menge Vorteile; das hatte eine systematische industrielle Erforschung und Verbesserung solcher Schaltelemente zur Folge bis zum Stadium der „Kristalldiode“, die wie ein Widerstand im Zuge einer Schaltung fest eingelötet wird und ihre einmal eingestellte Charakteristik während mehreren tausend Betriebsstunden beibehält.

Beim Radar und anderen Mikrowellenanlagen ist man geradezu auf die Kristallgleichrichter angewiesen, und so ist es kein Wunder, daß nach dem Kriege in allen industrialisierten Ländern solche Elemente hergestellt wurden und nun serienweise erhältlich sind.

War man früher froh, nur überhaupt einen vernünftigen Gleichrichtereffekt erzielen zu können, so werden heute die Elemente mit streng eingegengten Charakteristiken für jeden Verwendungszweck fabriziert, sei es für Mikrowellenmischstufen, für Trägerfrequenzmodulatoren, für Vorspannungsgewinnung in Fernsehgeräten oder schließlich für die Speicherung von „Eindrücken“ in den riesigen elektronischen Rechenhirnen. In den letzten drei Jahren tauchten Kristalltrioden und -tetroden auf, die ähnlich den entsprechenden Elektronenröhren zur Verstärkung und Mischung verwendet werden. Da Germanium (der weitaus am meisten benutzte Stoff für solche Schaltelemente) fotoelektrische Eigenschaften aufweist wie z. B. Selen, wurden kürzlich Kristallfotozellen, ja sogar fotoelektrische Trioden entwickelt.

Die Daten erheben keinen Anspruch auf Vollständigkeit. Sie sind lediglich so weit aufgeführt, als sie allgemein veröffentlicht werden und zur Spezifikation dienen.

| Typ | Nenn- fre- quenz GHz ¹⁾ | Grenzleistung erg | Impulsleistung, W | Mischdämpfung db | Gütekenwert | Rauschpegel | ZF- Schein- wider- stand 10 ³ Ω | Stä- tische Sperr- span- nung V | Minimale Spannung für dynami- schen Kurzschluß V | Min. Quer- strom bei +1 V Span- nung mA | Mittlerer Dauerstrom mA | Zulässige periodische Stromspitzen mA | Maximal zulässiger Stromstoß mA | Rückstrom- und ent- sprechende Gegen- spannung V μA |
|----------|--|--------------------------|--------------------------|-------------------------|-------------|-------------|--|--|---|---|-----------------------------------|--|--|---|
| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 16 |
| 0 A 50 | — | — | — | — | — | — | — | 60 | — | 5 | 40 | 150 | 500 | 10 50 50 800 |
| 0 A 51 | — | — | — | — | — | — | — | 35 | — | 5 | 40 | 150 | 500 | 10 10 |
| 0 A 52 | — | — | — | — | — | — | — | 80 | — | 4 | 40 | 150 | 500 | 75 500 |
| 0 A 53 | — | — | — | — | — | — | — | 100 | — | 4 | 40 | 150 | 500 | 100 800 |
| 1 N 21 | 3 | 0,3 | — | 8,5 | — | 4 | 2...8 | — | — | — | — | — | — | — |
| 1 N 21 A | 3 | 0,3 | — | 7,5 | — | 3 | 2...8 | — | — | — | — | — | — | — |
| 1 N 21 B | 3 | 2,0 | — | 6,5 | — | 2 | 2...8 | — | — | — | — | — | — | — |
| 1 N 21 C | 3 | 2,0 | — | 5,5 | — | 1,5 | 2...8 | — | — | — | — | — | — | — |
| 1 N 22 | 9 | 0,3 | — | — | — | — | 2...8 | — | — | — | — | — | — | — |
| 1 N 23 | 10 | 0,3 | — | 10 | — | 3 | 1,5...6 | — | — | — | — | — | — | — |
| 1 N 23 A | 10 | 1,0 | — | 8 | — | 2,7 | 1,5...6 | — | — | — | — | — | — | — |
| 1 N 23 B | 10 | 0,3 | — | 6,5 | — | 2,7 | 1,5...6 | — | — | — | — | — | — | — |
| 1 N 25 | 1 | — | 6,5 | 8,0 | — | 2,5 | 1...4 | — | — | — | — | — | — | — |
| 1 N 26 | 25 | 0,1 | — | 8,5 | — | 2,5 | 8...6 | — | — | — | — | — | — | — |
| 1 N 28 | 3 | 5,0 | — | 7,0 | — | 2,0 | 2,5 | — | — | — | — | — | — | — |
| 1 N 31 | 10 | — | 0,02 | — | 55 | — | — | — | — | — | — | — | — | — |
| 1 N 32 | 3 | — | 0,36 | — | 100 | — | — | — | — | — | — | — | — | — |
| 1 N 34 | Für alle Frequenzen und Anwendungen bis über 200 MHz | — | — | — | — | — | — | 60 | 75 | 5 | 50 | 150 | 500 | 10 50 50 800 |
| 1 N 34 A | | — | — | — | — | — | — | 60 | 75 | 5 | 50 | 150 | 500 | 10 30 50 500 |
| 1 N 35 | | — | — | — | — | — | — | 50 | 75 | 7,5 | 22,5 | 60 | 100 | 10 10 |
| 1 N 38 | | — | — | — | — | — | — | 100 | 120 | 3 | 50 | 150 | 500 | 3 6 100 625 |
| 1 N 38 A | | — | — | — | — | — | — | 100 | 120 | 4 | 50 | 150 | 500 | 3 5 100 500 |
| 1 N 39 | | — | — | — | — | — | — | 200 | 225 | 1,5 | 50 | 150 | 500 | 100 200 200 800 |
| 1 N 40 | | — | — | — | — | — | — | 25 | 60 | 6,2 | 22,5 | 60 | 100 | 10 40 |
| 1 N 41 | | — | — | — | — | — | — | 25 | 60 | 6,2 | 22,5 | 60 | 100 | 10 40 |
| 1 N 42 | | — | — | — | — | — | — | 50 | 120 | 6,2 | 22,5 | 60 | 100 | 3 6 100 625 |
| 1 N 43 | | — | — | — | — | — | — | — | 60 | 5 | 40 | 125 | 500 | 5 20 50 850 |
| 1 N 44 | | — | — | — | — | — | — | — | 115 | 3 | 40 | 100 | 400 | 50 1000 |
| 1 N 45 | | — | — | — | — | — | — | — | 75 | 3 | 40 | 100 | 400 | 50 410 |
| 1 N 46 | | — | — | — | — | — | — | — | 60 | 3 | 40 | 125 | 500 | 50 1500 |
| 1 N 47 | | — | — | — | — | — | — | — | 115 | 3 | 30 | 90 | 350 | 3 4 50 410 |

| Sperr- wider- stand | Kapa- zität | Induk- tivität | Me- cha- nische Sta- bilität | Tem- pe- ratur- Be- reich | Her- steller | Bezeichnung der Katode (Kristall) am Objekt | Bauart | Ersatztypen | Anwendung, Bemerkungen, Farbe usw. |
|---------------------------|----------------|-------------------|--|---------------------------------------|-----------------|---|---------------------|-------------------|--|
| 10 ⁴ Ω | pF | nH | g ² | ° C | | | | | |
| 17 | 18 | 19 | 20 | 21 | 22 | 23 | 24 | 25 | 26 |
| — | 1 | — | — | — 50 + 75 | 9 | cath | 2, 6, 11, 13, 21 | 1 N 34, 1 N 48 | allgemeine Diode |
| — | 1 | — | — | — 50 + 75 | 9 | cath | 2, 6, 11, 13, 21 | 1 N 54, 1 N 63 | Hochleistungs-Diode |
| — | 1 | — | — | — 50 + 75 | 9 | cath | 2, 6, 11, 13, 21 | 1 N 67 CK 707 | 80-V-Diode |
| — | 1 | — | — | — 50 + 75 | 9 | cath | 2, 6, 11, 13, 21 | 1 N 58, 1 N 38 | 100-V-Diode |
| — | — | — | — | — | 1 | Metallkappe = Kristall Sonde = Nadel | 1, 4, 8, 12, 14, 22 | Si C 5 | Detektoren für Mikrowellentechnik |
| — | — | — | — | — | 1 | | 1, 4, 8, 12, 14, 22 | | |
| — | — | — | — | — | 1 | | 1, 4, 8, 12, 14, 22 | | Meßdiode |
| — | — | — | — | — | 1 | | 1, 4, 8, 12, 14, 22 | | |
| — | — | — | — | — | 1 | | 1, 4, 8, 12, 14, 22 | | Detektoren für Mikrowellentechnik |
| — | — | — | — | — | 1 | | 1, 4, 8, 12, 14, 22 | | |
| — | — | — | — | — | 1 | | 1, 4, 8, 12, 14, 22 | | Hochleistungs-Mischdiode Z=6...24 kΩ } Fernseh- Z=5...20 kΩ } detektoren |
| — | — | — | — | — | 1 | | 1, 4, 8, 12, 14, 22 | | |
| — | — | — | — | — | 1 | | 4, 8, 12, 15, 22 | | allgemeine Diode |
| — | — | — | — | — | 4 | | 1, 4, 8, 12, 14, 22 | | |
| — | — | — | — | — | 1 | cath; auch farbiger Streifen | 4, 8, 12, 15, 22 | | allgemeine Diode |
| — | — | — | — | — | 1 | | 1, 4, 8, 12, 14, 22 | | |
| — | 1 | — | — | — 50 + 75 | 1 | | 1, 4, 5, 6, 13, 21 | GW 40 | abgegliche Duodiode |
| — | 1 | — | — | — 50 + 75 | 1 | | 2, 6, 11, 13, 21 | | 100-V-Diode |
| — | 1 | — | — | — 50 + 75 | 1 | | 1, 4, 5, 6, 13, 21 | | 100-V-Diode |
| — | 1 | — | — | — 50 + 75 | 1 | | 2, 6, 11, 13, 21 | | 200-V-Diode |
| — | 1 | — | — | — 50 + 75 | 1 | | 1, 4, 5, 6, 13, 21 | | abgegliche Vierer für Ringmodulatoren oder Grätzbrücken |
| — | — | — | — | — 50 + 75 | 1 | | 17, 21 | | |
| — | — | — | — | — 50 + 75 | 1 | | 18, 21 | | aufgeprägtes Symbol → |
| — | — | — | — | — 50 + 75 | 1 | | 17, 21 | | |
| — | — | — | — | — | 4 | 2 | 3, 5, 7, 8, 13, 21 | WE 400 A | Anode Katode |
| — | — | — | — | — | 4 | 2 | 3, 5, 7, 8, 13, 21 | WE 400 B | |
| — | — | — | — | — | 4 | 2 | 3, 5, 7, 8, 13, 21 | WE 400 C | |
| — | — | — | — | — | 4 | 2 | 3, 5, 7, 8, 13, 21 | WE 400 D | |
| — | — | — | — | — | 4 | 2 | 3, 5, 7, 8, 13, 21 | | |

| Typ | Nenn- fre- quenz GHz ¹⁾ | Grenzleistung erg | Impulsleistung W | Mischdämpfung db | Gütekennwert | Rauschpegel | ZF- Schein- wider- stand 10 ⁴ Ω | Sta- tische Sperr- span- nung V | Minimalspannung für dynamischen Kurzschluss V | Min. Quer- strom bei +1 V Span- nung mA | Mittlerer Dauerstrom mA | Zulässige periodische Stromspitzen mA | Maximal zulässiger Stromstoß mA | Rückstrom- und ent- sprechende Gegen- spannung V μA | |
|----------|--|----------------------|---------------------|---------------------|--------------|-------------|--|--|--|---|-------------------------------|--|--|---|------|
| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 |
| 1 N 48 | Für alle Frequenzen und Anwendungen bis über 200 MHz | — | — | — | — | — | — | 85 | — | 4 | 50 | 150 | 500 | 50 | 833 |
| 1 N 51 | | — | — | — | — | — | — | 50 | — | 2,5 | 50 | 150 | 500 | 50 | 1667 |
| 1 N 52 | | — | — | — | — | — | — | 85 | — | 4 | 50 | 150 | 500 | 50 | 150 |
| 1 N 54 | | — | — | — | — | — | — | 35 | 75 | 5 | 50 | 150 | 500 | 10 | 10 |
| 1 N 54 A | | — | — | — | — | — | — | 50 | 75 | 5 | 50 | 150 | 500 | 10 | 7 |
| 1 N 55 | | — | — | — | — | — | — | 150 | 170 | 3 | 50 | 150 | 500 | 100 | 300 |
| 1 N 55 A | | — | — | — | — | — | — | 150 | 170 | 4 | 50 | 150 | 500 | 150 | 800 |
| 1 N 56 | | — | — | — | — | — | — | 40 | 50 | 15 | 60 | 200 | 1000 | 30 | 300 |
| 1 N 56 A | | — | — | — | — | — | — | 40 | 50 | 15 | 60 | 200 | 1000 | 30 | 300 |
| 1 N 57 | | — | — | — | — | — | — | 80 | 90 | 4 | 40 | 150 | 500 | 75 | 500 |
| 1 N 58 | | — | — | — | — | — | — | 100 | 120 | 4 | 50 | 150 | 500 | 100 | 800 |
| 1 N 58 A | | — | — | — | — | — | — | 100 | 120 | 5 | 50 | 150 | 500 | 100 | 600 |
| 1 N 60 | | — | — | — | — | — | — | 25 | 30 | — | 40 | 150 | 500 | 1,5 | 30 |
| 1 N 63 | | — | — | — | — | — | — | 125 | — | 4 | 50 | 150 | 500 | 50 | 50 |
| 1 N 64 | | — | — | — | — | — | — | 20 | — | — | — | — | — | — | — |
| 1 N 65 | | — | — | — | — | — | — | 85 | — | 2,5 | 50 | — | 150 | — | — |
| 1 N 67 | | — | — | — | — | — | — | 80 | 100 | 4 | 35 | 100 | 500 | 5 | 5 |
| 1 N 69 | | — | — | — | — | — | — | 60 | — | 5 | 40 | 125 | 400 | 50 | 0,05 |
| 1 N 70 | | — | — | — | — | — | — | 100 | — | 3 | 30 | 90 | 350 | 10 | 0,01 |
| 1 N 71 | | — | — | — | — | — | — | 40 | 50 | 15 | 60 | 200 | 1000 | 50 | 0,04 |
| 1 N 72 | | — | — | — | — | 14... 19 | — | 5 | — | — | 25 | 75 | — | — | — |
| 1 N 73 | | — | — | — | — | — | — | — | 75 | 8 | 22,5 | 60 | 100 | 10 | 0,05 |
| 1 N 74 | | — | — | — | — | — | — | — | 75 | 7 | 22,5 | 60 | 100 | 10 | 0,05 |
| 1 N 75 | | — | — | — | — | — | — | 125 | — | 2,5 | 50 | 150 | 500 | 10 | 0,05 |

| Sperr- wider- stand | Kapa- zität | Induk- tivität | Me- cha- nische Sta- bilität | Tem- pe- ratur- Be- reich | Her- steller | Bezeichnung der Katode (Kristall) am Objekt | Bauart | Ersatztypen | Anwendung, Bemerkungen, Farbe usw. |
|---------------------------|----------------|-------------------|--|---------------------------------------|-----------------|---|------------------------|-------------|--|
| 10 ⁴ Ω | pF | nH | g° | ° C. | | | | | |
| 17 | 18 | 19 | 20 | 21 | 22 | 23 | 24 | 25 | 26 |
| — | 0,8 | — | — | — 50 + 75 | 2 | Streifen | 3, 2, 6, 9, 14, 21 | | allgemeine Diode |
| — | 0,8 | — | — | — 50 + 75 | 2 | Streifen | 3, 2, 6, 8, 13, 21 | | allgemeine Diode |
| — | 0,8 | — | — | — 50 + 75 | 2 | Streifen | 3, 2, 6, 8, 13, 21 | | Hochleistungs-Diode |
| — | ⊍ 1 | — | — | — 50 + 75 | 1 | cath.; auch farbiger Streifen | 1, 4, 5, 6, 10, 13, 21 | | hochohmige Diode |
| — | ⊍ 1 | — | — | — 50 + 75 | 1 | | 2, 6, 11, 13, 21 | | hochohmige Diode |
| — | ⊍ 1 | — | — | — 50 + 75 | 1 | | 1, 4, 5, 6, 10, 13, 21 | | 150-V-Diode |
| — | ⊍ 1 | — | — | — 50 + 75 | 1 | | 2, 6, 11, 13, 21 | | 150-V-Diode |
| — | ⊍ 1 | — | — | — 50 + 75 | 1 | | 1, 4, 5, 6, 10, 13, 21 | | niederohmige Diode |
| — | ⊍ 1 | — | — | — 50 + 75 | 1 | | 2, 6, 11, 13, 21 | | niederohmige Diode |
| — | ⊍ 1 | — | — | — 50 + 75 | 1 | | 1, 4, 5, 6, 10, 13, 21 | | |
| — | ⊍ 1 | — | — | — 50 + 75 | 1 | | 1, 4, 5, 6, 10, 13, 21 | | 100-V-Diode |
| — | ⊍ 1 | — | — | — 50 + 75 | 1 | | 2, 6, 11, 13, 21 | | 100-V-Diode |
| — | ⊍ 1 | — | — | — 50 + 75 | 1 | | 1, 4, 5, 6, 10, 13, 21 | GW 20 | Bildsignaldetektor |
| — | 0,8 | — | — | — 50 + 75 | 2 | Streifen | 3, 2, 6, 8, 13, 21 | | hochohmige Hochvolt-Diode |
| — | ⊍ 1,5 | — | — | — 50 + 75 | 2 | Streifen | 3, 2, 6, 8, 13, 21 | GW 20 | Bildsignaldetektor |
| — | 0,8 | — | — | — 50 + 75 | 2 | Streifen | 3, 2, 6, 8, 13, 21 | GW 60 | Vorspannungs- gleichrichter |
| — | — | — | — | — | 3 | Streifen | 4, 3, 6, 8, 13, 21 | GW 60 | Vorspannungs- gleichrichter |
| — | — | — | — | max. 70 | 2 | Streifen | 3, 2, 6, 8, 13, 21 | | |
| — | — | — | — | max. 70 | 2 | Streifen | 3, 2, 6, 8, 13, 21 | GW 102 | |
| — | — | — | — | — 50 + 75 | 1 | — | 16, 21 | | abgegliche Vierer für Ringmodulatoren oder Grätzbrücken Dezimeter-Diode |
| — | — | — | — | max. 70 | 2 | Streifen | 3, 2, 6, 8, 13, 21 | | |
| — | — | — | — | — 50 + 75 | 2 | — | 16, 21 | | abgegliche Vierer für Ringmodulatoren oder Grätzbrücken |
| — | — | — | — | — 50 + 75 | 2 | — | 16, 21 | | |
| — | — | — | — | — 50 + 75 | 2 | Streifen | 3, 2, 6, 8, 13, 21 | | hochohmige Hochvolt-Diode |

| Typ | Nenn- fre- quenz GHz ¹⁾ | Grenzleistung erg | Impulsleistung W | Mischdämpfung db | Gütekennwert | Rauschpegel | ZF- Schein- wider- stand 10 ³ Ω | Sta- tische Sperr- span- nung V | Minimalspannung für dynamischen Kurzschluß V | Min. Quer- strom bei +1 V Span- nung mA | Mittlerer Dauerstrom mA | Zulässige periodische Stromspitzen mA | Maximal zulässiger Stromstoß mA | Rückstrom- und ent- sprechende Gegen- spannung V | μA |
|-----------|---|----------------------|---------------------|---------------------|--------------|-------------|--|--|---|---|-------------------------------|--|--|---|----------------|
| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 |
| 1 N 77 | F o t o d i o d e, Sperrwiderstand bei 30 V Gegenspannung: hell 0,2 MΩ, dunkel 0,27 MΩ; | | | | | | | | | | | | | | |
| 2 GW 40 | — | — | — | — | — | — | — | 50 | — | 5 | 40 | 20 | — | 50 | 800 |
| 2 GW 101 | — | — | — | — | — | — | — | 12 | — | 4 | 25 | 25 | — | 3 | 50 50 800 |
| 2 X 101 G | — | — | — | — | — | — | — | 225 | — | 0,25 | 30 | 85 | — | 70 | 200 |
| 2 X 102 G | — | — | — | — | — | — | — | 85 | — | 0,5 | 5 | 15 | — | 70 | 140 |
| 2 X 103 G | — | — | — | — | — | — | — | 30 | — | 4 | 40 | 120 | — | 20 | 200 |
| 2 X 104 G | — | — | — | — | — | — | — | 30 | — | 1 | 40 | 120 | — | 70 | 200 |
| 4 GW 20 | — | — | — | — | — | — | — | 25 | — | — | — | 20 | — | — | — |
| BN 6 | von 0 bis über 0,4 | — | — | — | — | — | — | 6 | — | 4 | — | 30 | — | — | — |
| BN 15 | | — | — | — | — | — | — | 15 | — | 3 | — | 30 | — | — | — |
| BH 30 | | — | — | — | — | — | — | 30 | — | 3 | — | 30 | — | — | — |
| BH 60 | | — | — | — | — | — | — | 60 | — | 3 | — | 30 | — | — | — |
| CK 705 | von 0 bis über 0,2 | — | — | — | — | — | — | 60 | 70 | 5 | 50 | 150 | 500 | 10 | 50 50 800 |
| CK 706 | | — | — | — | — | — | — | 40 | 50 | — | 35 | 125 | 300 | 10 | 200 |
| CK 707 | | — | — | — | — | — | — | 80 | 100 | 3,5 | 35 | 100 | 500 | 5 | 8 |
| CK 708 | | — | — | — | — | — | — | 100 | 120 | 3 | 35 | 100 | 500 | 50 | 100 100 625 |
| Ds 10 | 0,25 | — | — | — | — | — | — | 1...2 | — | 1,0 bei 0,3 V | — | — | — | 0,3 | 20 |
| Ds 11 | 0,25 | — | — | — | — | — | — | 1...2 | — | 1,5 bei 0,5 V | — | — | — | 0,4 | 10 |
| Ds 20 | 10 | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — |
| Ds 30 | 10 | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — |
| Ds 60 | 0,3 | 10 ³ | — | — | — | — | — | 40 | — | 5 | 30 | — | — | 20 | 200 |
| Ds 60a | — | 10 ³ | — | — | — | — | — | 50 | — | 10 | 30 | — | — | 5 | 5 50 500 |
| Ds 61 | — | 10 ³ | — | — | — | — | — | 80 | — | 4 | 30 | — | — | 20 | 200 |
| Ds 61a | — | 10 ³ | — | — | — | — | — | 80 | — | 4 | 30 | — | — | 50 | 100 |

| Sperrwiderstand | Kapazität | Induktivität | Mechanische Stabilität | Temperatur-Bereich | Hersteller | Bezeichnung der Katode (Kristall) am Objekt | Bauart | Ersatztypen | Anwendung, Bemerkungen, Farbe usw. |
|-------------------------------|-----------|--------------|------------------------|--------------------|------------|---|---------------------|-------------|---|
| 10 ⁴ Ω | pF | nH | g ² | ° C | | | | | |
| 17 | 18 | 19 | 20 | 21 | 22 | 23 | 24 | 25 | 26 |
| übrige Daten ähnlich 1 N 34 A | | | | | 1 | — | 2, 6, 8, 14, 21 | | |
| 10 | 1 | — | — | — 40 + 70 | 6 | — | | 1 N 35 | abgeglichenes Paar lose GW 40; Zahlencode |
| 2 | 1 | — | — | — 40 + 70 | 6 | — | | | abgeglichenes Paar lose GW 101; Zahlencode |
| 35 | 1 | — | — | — 40 + 70 | 12 | rot | 6, 8, 21 | | hochohmige Diode |
| 50 | 1 | — | — | — 40 + 70 | 12 | rot | 6, 8, 21 | | Schaltdiode |
| 10 | 1 | — | — | — 40 + 70 | 12 | rot | 6, 8, 21 | | allgemeine Diode |
| 10 | 1 | — | — | — 40 + 70 | 12 | rot | 6, 8, 21 | | allgemeine Diode |
| — | — | — | — | — 40 + 70 | 6 | — | | 1 N 40 | abgeglichener Vierer aus einer Grat- und zwei Spitzdioden |
| — | 0,2 | 6 | 10 | — 20 + 60 | 7 | sichtbar | 2, 4, 8, 12, 13, 21 | | spezielle Dezimeter-Diode |
| — | 0,2 | 6 | 10 | — 20 + 60 | 7 | sichtbar | 2, 4, 8, 12, 13, 21 | | Meßdiode |
| — | 0,2 | 6 | 10 | — 20 + 60 | 7 | sichtbar | 2, 4, 8, 12, 13, 21 | | allgemeine Dezimeter-Diode |
| — | 0,2 | 6 | 10 | — 20 + 60 | 7 | sichtbar | 2, 4, 8, 12, 13, 21 | | hochohmige Diode |
| — | — | — | — | — | 3 | Streifen | 4, 3, 6, 8, 13, 21 | GW 40 | allgemeine Diode |
| — | — | — | — | — | 3 | Streifen | 4, 3, 6, 8, 13, 21 | | Bildsignal-detektor |
| — | — | — | — | — | 3 | Streifen | 4, 3, 6, 8, 13, 21 | | Vorspannungs- gleichrichter |
| — | — | — | — | — | 3 | Streifen | 4, 3, 6, 8, 13, 21 | | Vorspannungs- gleichrichter |
| 1,5 | 0,5 | — | > 10 | — | 8 | kurze Kappe | 1, 4, 7, 8, 22 | | rot |
| 3 | 0,5 | — | > 10 | — | 8 | kurze Kappe | 1, 4, 7, 8, 22 | | blau |
| — | 0,5 | — | > 10 | — | 8 | Sonde | 1, 4, 12, 14, 22 | | Schraubpatrone |
| — | 0,5 | — | > 10 | — | 8 | Sonde | 1, 4, 12, 14, 22 | | |
| — | 0,5 | — | 10 | — 20 + 50 | 8 | — | 1, 4, 7, 8, 21 | | grau, Anode Rotpunkt |
| — | 0,5 | — | 10 | — 20 + 50 | 8 | — | 1, 4, 7, 8, 21 | | grau, Anode Rotpunkt |
| — | 0,5 | — | 10 | — 20 + 50 | 8 | — | 1, 4, 7, 8, 21 | | grau, Anode Rotpunkt |
| — | 0,5 | — | 10 | — 20 + 50 | 8 | — | 1, 4, 7, 8, 21 | | grau, Anode Rotpunkt |

| Typ | Nenn- fre- quenz GHz ¹⁾ | Grenzleistung erg | Impulseleistung W | Mischdämpfung db | Gütekennwert | Rauschpegel | ZF- Schein- wider- stand 10 ³ Ω | Sta- tische Sperr- span- nung V | Minimalspannung für dynamischen Kurzschluß V | Min. Quer- strom bei +1 V Span- nung mA | Mittlerer Dauerstrom mA | Zulässige periodische Stromspitzen mA | Maximal zulässiger Stromstoß mA | Rückstrom- und ent- sprechende Gegen- spannung V | μA |
|----------|---|----------------------|----------------------|---------------------|--------------|-------------|--|--|---|---|-----------------------------------|--|--|---|------|
| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 |
| Ds 70 | 0,3 | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — |
| Ds 70a | 0,3 | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — |
| Ds 80 | 0,3 | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — |
| Ds 601 | 0,3 | 10 ⁴ | — | — | — | — | — | — | — | 5 | 30 | — | — | 20 | 200 |
| Ds 602 | 0,3 | 10 ⁴ | — | — | — | — | — | — | — | 3 | 30 | — | — | 5 | 50 |
| Ds 611 | 0,3 | 10 ⁴ | — | — | — | — | — | — | — | 3 | 30 | — | — | 20 | 200 |
| G 7 | 0,5...3 | — | — | — | — | 14... 19 | — | — | — | — | — | — | — | — | — |
| G 9 | — | — | — | — | — | — | — | 75 | — | 15 bei 1,5 V | 22,5 | 60 | 100 | 10 | 500 |
| G 8 A | ≤ 0,2 | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — |
| G 8 B | ≤ 0,2 | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — |
| G 8 | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — |
| GD 3 | — | — | — | — | — | — | — | 25 | — | 3,2 | 30 | 100 | — | — | — |
| GEX 00 | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — |
| GEX 33 | — | — | — | — | — | — | — | 30... 60 | — | 8 | 50 | 200 | 500 | 10 | 1000 |
| GEX 35 | — | — | — | — | — | — | — | > 30 | — | — | — | — | — | — | — |
| GEX 44 | — | — | — | — | — | — | — | > 60 | — | 8 | 50 | 200 | 500 | 10 | 100 |
| GEX 44/1 | — | — | — | — | — | — | — | > 60 | — | > 1 | 50 | 200 | 500 | 10 | 100 |
| GEX 45 | — | — | — | — | — | — | — | > 60 | — | 8 | 50 | 200 | 500 | 50 | 2000 |
| GEX 45/1 | — | — | — | — | — | — | — | > 75 | — | > 5 | 50 | 200 | 500 | 10 | 33 |
| GEX 55 | — | — | — | — | — | — | — | > 60 | — | 8 | 50 | 200 | 500 | 50 | 800 |
| GEX 55/1 | — | — | — | — | — | — | — | > 75 | — | > 1 | 50 | 200 | 500 | 10 | 10 |
| | | | | | | | | | | | | | | 50 | 200 |

| Sperrwiderstand | Kapazität | Induktivität | Mechanische Stabilität | Temperatur-Bereich | Hersteller | Bezeichnung der Katode (Kristall) am Objekt | Bauart | Ersatztypen | Anwendung, Bemerkungen, Farbe usw. |
|-------------------|-----------|--------------|------------------------|--------------------|------------|---|--------------------|-------------|---|
| 10 ⁴ Ω | pF | nH | g ³) | ° C | | | | | |
| 17 | 18 | 19 | 20 | 21 | 22 | 23 | 24 | 25 | 26 |
| — | — | — | 10 | — | 8 | — | 18 | | abgeglicher Vierer aus losen Ds 60 |
| — | — | — | 10 | — | 8 | — | | | f. Ringmodulatoren |
| — | — | — | 10 | — | 8 | — | | | oder |
| — | ≤ 0,5 | — | 10 | —20 | 8 | Graupunkt | | | abgeglicher Vierer aus Ds 60 |
| — | ≤ 0,5 | — | 10 | +50 | 8 | Graupunkt | | | Grätzbrücken |
| — | ≤ 0,5 | — | 10 | —20 | 8 | Graupunkt | 1, 4, 7, 8, 21 | | abgeglichenes Paar aus losen Ds 60, Duodiode |
| — | ≤ 0,5 | — | 10 | +50 | 8 | Graupunkt | 1, 4, 7, 8, 21 | | rot |
| — | — | — | — | — | 2 | Streifen | 3, 2, 6, 8, 13, 21 | | rot |
| — | — | — | — | —50 | 2 | — | 16, 21 | | Dezimeter-Diode |
| — | — | — | — | +75 | 2 | — | | | abgeglicher Vierer für Ringmodulatoren oder |
| — | — | — | — | — | 2 | — | | | Grätzbrücken |
| — | — | — | — | — | 2 | — | | | abgeglichenes Paar aus losen 1 N 52 |
| — | — | — | — | — | 2 | — | | | abgeglichenes Paar aus losen 1 N 63 |
| — | — | — | — | — | 2 | — | | | abgeglichener Vierer aus losen 1 N 48 für Ringmodulatoren oder Grätzbrücken |
| 5 | 1 | — | — | — | 12 | rot | 1, 5, 6, 8, 21 | | für Fernsehgeräte, Krachtöter |
| — | — | — | — | — | 11 | rot | 2, 4, 6, 8, 21 | | allgemeine Diode, keine Kenndaten |
| — | 0,7 | — | — | —100 | 11 | rot | 2, 4, 6, 8, 21 | | Krachtöter, |
| — | 0,7 | — | — | —100 | 11 | rot | 2, 4, 6, 8, 21 | | niederohmige Diode, Farbencode |
| — | 0,7 | — | — | —100 | 11 | rot | 2, 4, 6, 8, 21 | | |
| — | 0,7 | — | — | —100 | 11 | rot | 2, 4, 6, 8, 21 | | allgemeine Diode |
| — | 0,7 | — | — | —100 | 11 | rot | 2, 4, 6, 8, 21 | | Farbencode |
| — | 0,7 | — | — | —100 | 11 | rot | 2, 4, 6, 8, 21 | | |
| — | 0,7 | — | — | —100 | 11 | rot | 2, 4, 6, 8, 21 | | hochohmige Diode |
| — | 0,7 | — | — | —100 | 11 | rot | 2, 4, 6, 8, 21 | | Farbencode |
| — | 0,7 | — | — | —100 | 11 | rot | 2, 4, 6, 8, 21 | | |
| — | 0,7 | — | — | —100 | 11 | rot | 2, 4, 6, 8, 21 | | speziell für Diskriminatoren, Meßdiode, Farbencode |

| Typ | Nenn- fre- quenz GHz ¹⁾ | Grenzleistung erg | Impulsleistung W | Mischdämpfung db | Gütekennwert | Rauschpegel | ZF- Schein- wider- stand 10 ³ Ω | Sta- tische Sperr- span- nung V | Minimalspannung für dynamischen Kurzschluss V | Min. Quer- strom bei +1V Span- nung mA | Mittlerer Dauerstrom mA | Zulässige periodische Stromspitzen mA | Maximal zulässiger Stromstoß mA | Rückstrom und ent- sprechende Gegen- spannung V | μA |
|-----------|---|----------------------|---------------------|---------------------|--------------|-------------|--|--|--|--|-----------------------------------|--|--|--|-----|
| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 |
| GEX 64 | — | — | — | — | — | — | — | — | — | 5 mA bei 0,3 V | — | — | — | 1 | 160 |
| GEX 66 | 10 | — | — | — | — | — | — | — | — | 6 mA bei 0,5 V | — | — | — | 1 | 10 |
| GF 20 | Felddiätör. Primär: 50 V; 10 MΩ. Sekundär: 20...80 V; 1...8 mA. S = 20 μA/V | | | | | | | | | | | | | | |
| Gg W 101 | 10 | — | — | — | — | — | — | 10 | — | — | 50 | — | 500 | — | → |
| GT 10 | Transistor. Primär: 0,5 V; 0,1 mA; 500 Ω. Sekundär: 30...60 V; 3...5 mA; | | | | | | | | | | | | | | |
| GT 20 | Transistor. Primär: 0,5 V; 0,1 mA; 500 Ω. Sekundär: 3...60 V; 3...5 mA; | | | | | | | | | | | | | | |
| GW 20 | 10 | — | — | — | — | — | — | 25 | — | 5 | 40 | — | — | 3 | 30 |
| GW 40 | 10 | — | — | — | — | — | — | 60 | — | 3 | 30 | — | — | 25 | 500 |
| GW 60 | 10 | — | — | — | — | — | — | 80 | — | 3 | 30 | — | — | 50 | 800 |
| GW 80 | 10 | — | — | — | — | — | — | 100 | — | 3 | 30 | — | — | 100 | 800 |
| GW 101 | 10 | — | — | — | — | — | — | 12 | — | 5 | 25 | — | — | 3 | 50 |
| GW 102 | 10 | — | — | — | — | — | — | 12 | — | 5 | 40 | — | — | 12 | 800 |
| GW 103 | 10 | — | — | — | — | — | — | 15 | — | 5 | 40 | — | — | 3 | 30 |
| GW 203 | 10 | — | — | — | — | — | — | 35 | — | 5 | 40 | — | — | 12 | 300 |
| RL 6/2/2 | — | — | — | — | — | — | — | 20 | — | — | 20 | — | 100 | 3 | 10 |
| RL 6/2/10 | — | — | — | — | — | — | — | 20 | — | — | 20 | — | 100 | 15 | 100 |
| RL 6/2/40 | — | — | — | — | — | — | — | 20 | — | — | 20 | — | 100 | 3 | 10 |
| RL 6/4/2 | — | — | — | — | — | — | — | 40 | — | — | 20 | — | 100 | 3 | 10 |
| RL 6/4/10 | — | — | — | — | — | — | — | 40 | — | — | 20 | — | 100 | 15 | 100 |
| RL 6/4/40 | — | — | — | — | — | — | — | 40 | — | — | 20 | — | 100 | 3 | 10 |
| RL 6/8/2 | — | — | — | — | — | — | — | 80 | — | — | 20 | — | 100 | 15 | 100 |
| RL 6/8/10 | — | — | — | — | — | — | — | 80 | — | — | 20 | — | 100 | 3 | 10 |

| Sperr- wider- stand | Kapa- zität | Induk- tivität | Me- cha- nische Sta- bilität | Tem- pe- ratur- Be- reich | Hersteller | Bezeichnung der Katode (Kristall) am Objekt | Bauart | Ersatztypen | Anwendung, Bemerkungen, Farbe usw. |
|---------------------------|----------------|-------------------|--|---------------------------------------|------------|---|------------------------|------------------------------|---|
| 10 ⁴ Ω | pF | nH | g ²) | ° C | 22 | 23 | 24 | 25 | 26 |
| 17 | 18 | 19 | 20 | 21 | 11 | rot | 2, 4, 6, 8, 21 | | spezielle niederohmige Stromdiode |
| — | 30 | — | — | —100 +120 | 11 | rot | 2, 4, 6, 8, 21 | | Mischdiode für Dezimeter-Gebiet |
| — | — | — | — | —100 +120 | 6 | silbern | 1, 6, 8, 21 | | Emitter (primär) rot, Collector (sekundär) blau, Zahlencode |
| 2...10 | 0,5 | — | — | — | 6 | blau | 1, 6, 8, 21 | | stark überlastbare Stromdiode, Zahlencode |
| 0 kΩ μ = 5...10 | | | | | 6 | silbern | 1, 6, 8, 21 | | } Emitter (primär) rot, Collector (sekundär) blau, Zahlencode |
| 0 kΩ μ = 10...50 | | | | | 6 | silbern | 1, 6, 8, 21 | | |
| 2...40 | 1 | — | — | —40 +70 | 6 | blau | 1, 6, 8, 21, 20/12, 14 | 1 N 60, 1 N 64 | Bildsignal-detektor, Zahlencode |
| 2...50 | 1 | — | — | —40 +70 | 6 | blau | 1, 6, 8, 21, 20/12, 14 | 1 N 34, 1 N 69, CK 705 | allgemeine Diode, Zahlencode |
| 2...50 | 1 | — | — | —40 +70 | 6 | blau | 1, 6, 8, 21, 20/12, 14 | 1 N 65, 1 N 67 | Vorspannungsgleich- richter Zahlencode |
| 50 | 1 | — | — | —40 +70 | 6 | blau | 1, 6, 8, 21, 20/12, 14 | 1 N 38, 1 N 70 | 100-V-Diode, Zahlencode |
| 2...10 | 1 | — | — | —40 +70 | 6 | blau | 1, 6, 8, 21, 20/12, 14 | | allgemeine Diode, Zahlencode |
| 2...40 | 1 | — | — | —40 +70 | 6 | blau | 1, 6, 8, 21, 20/12, 14 | 1 N 72 | allgemeine Diode, Zahlencode |
| 2...40 | 1 | — | — | —40 +70 | 6 | blau | 1, 6, 8, 21, 20/12, 14 | | allgemeine Diode Zahlencode |
| 2...40 | 1 | — | — | —40 +70 | 6 | blau | 1, 6, 8, 21, 20/12, 14 | | hochohmige Diode, Zahlencode |
| 2...10 | 0,5 | 300 | 5 | —20 +50 | 5 | Germanium-Kristall an kurzem Stutzen | 1, 4, 6, 10, 21 | | Zahlencode |
| 2...40 | 0,5 | 300 | 5 | —20 +50 | 5 | | 1, 4, 6, 10, 21 | | |
| 2...40 | 0,5 | 300 | 5 | —20 +50 | 5 | | 1, 4, 6, 10, 21 | | |
| 2...10 | 0,5 | 300 | 5 | —20 +50 | 5 | | 1, 4, 6, 10, 21 | | |
| 2...40 | 0,5 | 300 | 5 | —20 +50 | 5 | | 1, 4, 6, 10, 21 | | |
| 2...40 | 0,5 | 300 | 5 | —20 +50 | 5 | | 1, 4, 6, 10, 21 | | |
| 2...10 | 0,5 | 300 | 5 | —20 +50 | 5 | | 1, 4, 6, 10, 21 | | |
| 2...40 | 0,5 | 300 | 5 | —20 +50 | 5 | | 1, 4, 6, 10, 21 | | |

| Typ | Nenn- fre- quenz GHz ¹⁾ | Grenzleistung erg | Impulsleistung W | Mischdämpfung db | Gütekennwert 6 | Rauschpegel 7 | ZF- Schein- wider- stand 10 ³ Ω | Sta- tische Sperr- span- nung V | Min- imalspannung für dynamischen Kurzschluß V | Min. Quer- strom bei +1 V Spannung mA | Mittlerer Dauerstrom mA | Zulässige periodische Stromspitzen mA | Maximal zulässiger Stromstoß mA | Rückstrom- und ent- sprechende Gegen- spannung V μA |
|-----------|---|----------------------|---------------------|---------------------|-------------------|------------------|--|--|--|--|-------------------------------|--|--|---|
| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 16 |
| RL 6/8/40 | — | — | — | — | — | — | — | 80 | — | — | 20 | — | 100 | 80 1000 |
| SIC 5 | — | 0,3 | — | — | — | — | — | 5 | — | — | — | — | — | — |
| WE 400 A | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — |
| WE 400 B | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — |
| WE 400 C | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — |
| WE 400 D | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — | — |
| WG 1/I | 0,3 | — | — | — | — | — | — | — | — | 60 | 25 | — | — | 10 100 |
| WG 1/II | 0,3 | — | — | — | — | — | — | — | — | 30 | 25 | — | — | 10 300 |
| WG 1/III | 0,3 | — | — | — | — | — | — | — | — | 10 | 25 | — | — | 20 300 |
| WG 2 grün | 0,6 | — | — | — | — | — | — | — | — | 50 | 25 | — | — | 3 300 |
| WG 2 blau | 1 | — | — | — | — | — | — | — | — | 70 | 25 | — | — | 1 300 |
| WG 2 rot | 10 | — | — | — | — | — | — | — | — | — | 25 | — | — | 1 100 |

Hersteller (Fabrikant, der als erster den betr. Typ entwickelt hat):

| | | | | | |
|---------------------|-----|--------------------------------|---|----------------------------|----|
| 1. Sylvania | USA | 5. Siemens | D | 9. Phillips | NL |
| 2. General Electric | USA | 6. Rost | D | 10. Westinghouse | F |
| 3. Raytheon | USA | 7. Proton | D | 11. General Electric Co. | GB |
| 4. Western Electric | USA | 8. Süddeutsche Apparate-Fabrik | D | 12. Stand. Tf. & Cable Co. | GB |

Bauarten:

| | | |
|-----------------------|-----------------------------|-----------------------------|
| 1. Keramik | 9. geschoßförmig | 17. Stahlröhrenform ≈ 6 F 6 |
| 2. Glas | 10. diabolöförmig, lang | 18. prismatischer Klotz |
| 3. Preßharz | 11. diabolöförmig, kurz | 19. in Doppelhalter gefaßt |
| 4. Metall | 12. Patrone | 20. auf Wunsch |
| 5. Wachs | 13. symmetrisch | 21. Germanium |
| 6. axiale Drahtenden | 14. unsymmetrisch | 22. Silizium |
| 7. radiale Drahtenden | 15. unsymmetrisch coaxial | |
| 8. zylindrisch | 16. Stahlröhrenform ≈ 6 H 6 | |

¹⁾ 1 GHz = 1 Gigahertz = 10⁹ Hz.

²⁾ Erdbeschleunigung g. Die betreffenden Typen ertragen Beschleunigung resp. Verzögerungen (Fallprüfung) vom angegebenen Vielfachen der Erdbeschleunigung.

| | | |
|--|--|---|
| gekoppelt. Verstärker m. erhöht. Verstärkungskonstanz" (9) | AEG; „Wechselsprech-Lautsprecheranlage" (14) | einrichtg. f. sehr kurze elektr. Wellen" (7) |
| 21a ²⁾ , 18/08. M 7042 | 21a ²⁾ , 36/02. S 7038 | 42g, 8/03. K 5062 |
| 2. 10. 50 11. 6. 52 (Frankr.: 12. 3. 48) | 14. 10. 36 11. 6. 52 | 11. 11. 38 11. 6. 52 |
| P.-J. Angler de Montgremier u. P. Gachet, Paris; „Magnet. Verstärker" (12) | Siemens & Halske AG; „Schaltungsanordng. f. Lautsprecheranlagen" (8) | Klangfilm GmbH; „Anordng. z. Aufnahme od. Wiedergabe v. Raumtonaufzeichng." (4) |
| 21a ²⁾ , 34/03. A 9270 | 21c, 36/03. T 2414 | 42g, 1/01. S 6803 |
| 18. 4. 41 11. 6. 52 | 17. 3. 43 11. 6. 52 | 17. 5. 40 11. 6. 52 |
| | Telefunken Ges. f. drahtl. Telegraphie mbH; „Frequenzmeß- | Siemens & Halske AG; „Verf. z. Messg. v. Lautstärkeunter- |

| Sperrwiderstand | Kapazität | Induktivität | Mechanische Stabilität | Temperatur-Bereich | Hersteller | Bezeichnung der Katode (Kristall) am Objekt | Bauart | Ersatztypen | Anwendung, Bemerkungen, Farbe usw. |
|-------------------|-----------|--------------|------------------------|--------------------|------------|---|-------------------------|-------------|------------------------------------|
| 10 ⁴ Ω | pF | nH | g ^a) | ° C | | | | | |
| 17 | 18 | 19 | 20 | 21 | 22 | 23 | 24 | 25 | 26 |
| > 40 | 0,5 | 300 | 5 | - 20 + 50 | 5 | Germ.-Krist. an kurz. Stu. | 1, 4, 6, 10, 21 | | Zahlencode |
| — | — | — | — | — | 6 | blau | 1, 6, 8, 22, 20/12, 14 | 1 N 21 | Mikrowellendetektor |
| — | — | — | — | — | 4 | — | | 1 N 43 | } mit Ersatztyp identisch |
| — | — | — | — | — | 4 | — | | 1 N 44 | |
| — | — | — | — | — | 4 | — | | 1 N 45 | |
| — | — | — | — | — | 4 | — | | 1 N 46 | |
| — | — | — | — | — | 10 | Germanium an Sonde | 1,4,12,14,21,20/13,20/6 | | gelb |
| — | — | — | — | — | 10 | | 1,4,12,14,21,20/13,20/6 | | gelb |
| — | — | — | — | — | 10 | | 1,4,12,14,21,20/13,20/6 | | gelb |
| — | — | — | — | — | 10 | | 1,4,12,14,21,20/13,20/6 | | grün |
| — | — | — | — | — | 10 | | 1,4,12,14,21,20/13,20/6 | | blau |
| — | — | — | — | — | 10 | | 1,4,12,14,21,20/13,20/6 | | rot |

| | | |
|--|---|--|
| schieden (Dämpfg.) b. d. Prüf. d. akust. Eigenschaften v. Räumen, Stoffen od. Geräten" (5) | Atlaswerke AG; „Vorrichtg. z. Konstanthalten d. Ausgangsspannung v. Niederfrequenzverstärkern" (4) | 21a ⁴ , 48/61. S 11 411 30. 6. 44 19. 6. 52 Siemens & Halske AG; „Einrichtg. z. stetig veränderb. Phasenverschiebg. v. Hochfrequenzimpulsen, insb. z. Regelung v. künstl. Echos auf belieb. Zielentferng. f. Funkmeßgeräte" (4) |
| 21a ¹ , 35/10. G 6798 18. 8. 51 19. 6. 52 M. Grundig; „Verf. z. Erzeugg. eines symmetr. Impulses z. selbsttät. Frequenzregelg. eines synchronis. Oszillators" (5) | 21a ⁴ , 8/02. S 6692 30. 12. 41 19. 6. 52 Siemens & Halske AG; „Anordng. z. Erzielg. eines Gleichlaufs zweier od. mehrerer, vorzugsw. frequenzstabilis. Schwingungserzeuger" (7) | 74d, 6/15. A 2865 28. 11. 41 19. 6. 52 Atlas-Werke AG; „Vorrichtg. z. gerichtet. Senden bzw. Empfang. v. Schallwellen" (5) |
| 21a ¹ , 35/11. G 5270 15. 2. 51 19. 6. 52 M. Grundig; „Schaltungsanordng. z. selbsttät. Frequenzregelg. eines synchronis. Oszillators" (8) | 21a ⁴ , 35/30. G 2008 19. 2. 35 19. 6. 52 Graetz KG; „Schaltungsanordng. z. Einsparg. v. Netzleisztg. b. d. Lautstärkoregelg. v. Funkempfangsgeräten" (8) | 21a ³ , 18/07. N 4034 15. 6. 51 26. 6. 52 NV Philips' Gloeilampenfabriken; „Verstärkerschaltg. f. elektr. Schwingg. m. einer Einrichtg. z. Begrenzg. d. Ausgangsamplitude" (5) |
| 21a ¹ , 14/05. K 5064 3. 4. 45 19. 6. 52 Klangfilm GmbH; „Kondensator-Mikrofon m. federnd gehalterter Kapsel" (6) | 42s, —. A 12 086 5. 5. 50 19. 6. 52 Atlas-Werke AG; „Vorrichtg. z. Send. od. Empfang. v. Schallwellen" (3) | 24a ⁴ , 6/02. N 2495 11. 8. 41 26. 6. 52 (Niederl.: 15. 8. 40) NV Philips' Gloeilampenfabriken; „Einrichtg. z. Frequenzverdoppelg. v. Hochfrequenzschwingg." (8) |
| 21a ¹ , 18/05. A 7373 3. 5. 43 19. 6. 52 AEG; „Über mehrere Stufen gegengekoppelt. Breitbandverstärker" (7) | 74d, 6/12. A 2871 2. 1. 42 19. 6. 52 Atlas-Werke AG; „Vorrichtg. z. gerichtet. Senden u. Empfang. v. Schallwellen" (5) | |
| 21a ¹ , 18/07. A 12 648 22. 12. 50 19. 6. 52 | | |

21a⁴, 8/01. T 1505
8. 3. 43 26. 6. 52
(Schweden: 13. 3. 42)
Telefonaktiebolaget L. M. Ericsson; „Röhrengenerator f. d. Erzeugg. einer Mehrzahl v. Frequenzen“ (7)

21a⁴, 9/01. S 7691
12. 2. 41 26. 6. 52
Siemens & Halske AG; „Einrichtg. z. Erzeugg. u. Verstärk. kurzer, insb. ultrakurzer elektr. Wellen m. einer Hochvakuumröhre“ (8)

21a⁴, 16/02. T 2696
25. 10. 44 26. 6. 52
Telefunken Ges. f. drahtl. Telegraphie mbH; „Anordng. z. Phasenmodulat. v. Hochfrequenzimpulsen“ (8)

21h, 30/13. S 22 524
28. 3. 51 26. 6. 52
(Österr.: 4. 4. 50)
Simmering Graz-Pauker AG; „Einrichtg. z. elektr. Lichtbogen-schweißen unt. Einwirkg. v. Schall- bzw. Ultraschall-schwingg.“ (4)

42g, 5/02. P 5465
27. 4. 51 26. 6. 52
F. Prinzbach, Haslach (Kinzigtal); „Gegentakt-Widerstand-Tonaufnehmer“ (4)

42s, —. Sc. 6770
2. 6. 51 26. 6. 52
Schoeller & Co.; „Verf. z. Ultraschallerzeugg. m. Hilfe Maxwell'scher Kräfte in dispersen Systemen“ (4)

2. Patent-Ertellungen

21a¹, 1/02. 844 462. p 29 178 D
1. 1. 49
(Schweiz: 20. 2. 47)
Albiswerk Zürich AG; „Elektroakust. Wandler“

21a¹, 13/01. 844 467. S 20 728
1. 11. 50
Siemens & Halske AG; „Elektroakust. Wandler, insb. n. d. elektrodynam. Prinzip“

21a¹, 18/07. 844 024. B 12 725
29. 11. 50
Blaupunkt-Werke GmbH; „Hörverstärker m. Induktionsspule“

21a⁴, 6/02. 844 309. p 28 993 D
1. 1. 49
(Schweiz: 26. 7. 45)
„Patelhold“ AG; „Einrichtg. z. Erzeugg. v. ganzzahl. Vielfachen einer Grundfrequenz“

21a⁴, 8/02. 844 310. p 30 770 D
4. 1. 49
(Schweiz: 12. 7. 46)
„Patelhold“ AG; „Röhrengenerator m. Schwingkristall“

21a⁴, 46/02. 844 319. p 28 869 D
31. 12. 48
(USA: 22. 1. 46)
Western Electric Comp. Inc.; „Dielekt. Wellenwandler f. elektr. Mikrowellen“

42g, 8/05. 844 976. p 38 175 D
30. 3. 49
G. Schaub Apparatebauges. mbH; „Verf. z. Aufzeichng. eines großen Frequenzbereichs auf Schallspelcher“

42g, 8/08. 844 837. K 5049
1. 4. 39
Klangfilm GmbH; „Verf. u. Einrichtg. z. Herstellg. v. Tonaufzeichng. in zwei od. getrennt. Kanälen, insb. -f. stereoakust. Zwecke“

21a¹, 35/20. 845 213. p 53 374 D
30. 8. 49
(Großbrit.: 2. 9. 48)
NV Philips' Gloeilampenfabrieken; „Schaltungsanordng. z. Erzeugg. eines sägezahnform. Stromes“

42c, 18. 845 107. P 1312
5. 8. 44
„Patelhold“ AG; „Verf. z. Kontrolle v. bewegt. Objekten nach d. Rückstrahlprinzip durch impulsweises Aussenden u. Wiederempfangen v. Schwingg.“

42g, 21/05. 845 413. D 7197
27. 10. 50

Deutsche Grammophon GmbH; „Regeleinrichtg. z. Veränderg. d. Rillensteig. b. Schallplatten“

21a¹, 18/04. 846 413. E 2007
26. 8. 50
(Großbrit.: 10. 5. 39 u. 29. 4. 40)
Electric & Musical Industries Ltd.; „Kopplungsschaltg. f. Breitbandverstärker“

51f, 2/02. 846 356. J 2987
1. 10. 50
(Frankr.: 17. 3. 41)
G. Jenny, Paris; „Elektron. Musikinstrument“

51f, 3/05. 846 053. D 7424
30. 11. 50
(Frankr.: 30. 11. 49, 21. 4. u. 25. 10. 50)
J. A. Dereux, Paris; „Elektr. Musikinstrument“

21a¹, 7/05. 846 702. p 2599 B
15. 4. 49
C. Lorenz AG; „Impulskontrollgerät“

21a¹, 16/01. 846 557. P 2708
11. 11. 39
Preh Elektrofeinmechan. Werke; „Kommandoschaltg. z. Durchgabe besond. Nachrichten in elektro-akust. Anlagen“

21a¹, 36/22. 846 561. B 11 778
3. 10. 50
(Großbrit.: 8. 12. 44)
The British Thomson-Houston Comp. Ltd.; „Vorrichtg. z. Übertragg. d. in elektr. Schwingungen umgewandelt. Schwingungen v. Schall od. ähnl. Schwingg.“

21a⁴, 14/01. 846 707. p 27 131 D
28. 12. 48
Siemens & Halske AG; „Kondensatormikrophon in Hochfrequenzschaltg.“

21t¹, 46/02. 846 873. B 8492
9. 1. 45
Blaupunkt-Werke GmbH; „Hornstrahler m. verkürzt. Achslänge“

21e, 36/02. 847 172. p 800 B

16. 12. 48

Siemens-Schuckertwerke AG;

„Anordng. z. Messg. v. hoch-
frequent. Leistg.“

42g, 10/02. 846 801. S 20 814

8. 11. 50

Siemens & Halske AG; „Verf. z.
Beseitigg. d. Kopiereffektes b.
Magnettonbändern u. Vorrich-
tung z. Ausbüg. d. Verf.“

21a*, 14/01. 847 921. L 6142

29. 10. 50

Laborat. Weenebostel Dr.-Ing.

Sennheiser; „Lautsprecher m.
Rohrleitg.“

43a, 36. 847 985. B 10 718

1. 10. 50

Bad. Anilin- & Soda-Fabrik;
„Verf. u. Vorrichtg. z. Messen
v. Arbeitszeiten mittels Schall-
aufzeichnungs-Geräten“

21e, 29/03. 847 778. P 2853

25. 7. 50

Dipl.-Ing. K. Probst u. Dipl.-Ing.

H. Iburg, Erlangen; „Wechsel-
stromwiderstandsmeßgerät u.
d. Resonanzverf., insb. Kapazi-
tätsmeßgerät“

51f, 3/05. 847 677. p 37 369 D

22. 3. 49

Dr.-Ing. F. Trautwein; „Klein-
klavier“

REFERATE

*Von den mit einem * versehenen Referaten können
Fotokopien der Originalarbeiten gegen Vorein-
sendung des Betrages von DMW 0,75 je Seite sowie des
Einschreibeporitos zur Verfügung gestellt werden*

Über die Messung der Lautstärke des „Weißen Geräusches“ (White noise)

Man findet Antwort auf die Frage, wie ein Maßstab für die Lautstärke eines Tongemisches (eines Klanges oder Rauschens) unmittelbar, also ohne Bezugnahme auf einen Reinton oder eine Extrapolation aus dessen Werten, festgelegt werden soll. Bisher hat doch die Betrachtung der Lautstärke des Tongemisches in der herkömmlichen Weise sich auf die drei Feststellungen gestützt:

- a) Maßstab der Lautstärke eines Reintones,
- b) Lautstärkeumsetzung (Vergleich auf gleiche Lautstärke) zwischen Reinton und Tongemisch,
- c) Entwurf des Lautstärkemaßstabes für das Tongemisch auf der Basis der Lautstärkeumsetzung.

Statt dessen bestimmt die vorliegende Untersuchung¹⁾ einen Maßstab der Lautstärke direkt für weißes Geräusch frei, und ohne Extrapolation von einem Reintonergebnis. Die verschiedenen in diesem Zusammenhang durchgeführten, unabhängigen Verfahren für den 1000-Hz-Ton und für weißes Geräusch zeigten genügend innere Übereinstimmung der einzelnen Methoden, nach denen die Lautstärkenmaßstäbe bestimmt worden sind. Zusätzlich hoffte man, nach der Beschreibung der Lautstärkebeziehung für weißes Geräusch die Gültigkeit der Messungen von Tongemischen durch die Teilung des Lautstärkemaßstabes des

Reintones einer kritischen Prüfung unterziehen zu können. Auch hoffte man, einen Geräuschmesser für direkte Anzeige in Einheiten proportional zur subjektiven Lautstärke entwerfen zu können.

Für die angewendeten Verfahren war eine sorgfältig durchgebildete Einrichtung hergestellt, mit der einmalige und mehrmalige Signale auf einen oder beide Kopfhörer des Beobachters über zwei getrennte Kanäle gelangen konnten. Die Intensität des Standardsignals wurde durch den Versuchsleiter und die des regelbaren Signals durch den Beobachter mit Hilfe einer Fernbedienung eingestellt. Der Wechsel der verschiedenen Pegel des Standardsignals wurde während eines gegebenen Versuchsabschnittes über den ganzen Intensitätsbereich willkürlich verändert. Diese Bedingung wurde in allen drei nachfolgend beschriebenen Verfahren eingehalten.

Die Signale wurden elektronisch erzeugt. Sie wurden über eine Röhrenweiche im Doppelkanal, die die Signale ohne einen gleichgerichteten Anteil lieferte, über einen Verstärker und Regler schließlich den Kopfhörern zugeleitet, und zwar für die Dauer von 2 Sekunden abwechselnd auf einen der beiden Kanäle. Alle Untersuchungen wurden in einem schalldichten Prüfraum durchgeführt. Scharf abgestimmte Filter sicherten den 1000-Hz-Ton. Eine weiße Rauschspannung gewann man durch Verstärkung des Ionenstromes einer Gasentladungsröhre. Die Kopfhörer hinderte ein Tiefpaßfilter, das in den elektrischen Stromkreis eingeschaltet war, den Bereich der abgeschnittenen Frequenzen aufzunehmen.

Die Versuche wurden als Lautstärkevergleiche in einer direkten, einer indirekten und einer ersetzenden Methode durchgeführt.

I. Das grundlegende Verfahren beruht auf dem Lautstärkeverhältnis durch subjektive Abschätzung der Stärke des Tones durch den

¹⁾ Pollack, I.: On the Measurement of the Loudness of White Noise, J. acoust. Soc. Amer. 23 (1951) S. 654 . . . 657

Beobachter, der angeben soll, wann der von ihm eingestellte veränderliche Ton halb oder doppelt so stark ist wie der gegebene Bezugston. Wegen der direkten Abschätzung und der direkten Verwendbarkeit der erhaltenen Ergebnisse für den Entwurf eines Maßstabes der Lautstärke nennt man das Verfahren oft das direkte. Der Beobachter hörte die Lautstärke einohrig ab und war bemüht, sie ohne Beachtung anderer Eigenschaften (wie Umfang und Dichte der Frequenz) einzustellen.

II. In dem meist angewendeten indirekten Verfahren sind die Beobachter angewiesen, ein einohrig gehörtes Signal und ein zweiohrig gehörtes Signal auf gleiche Lautstärke zu regeln. Die Berechtigung dieses Verfahrens hat zur Voraussetzung, daß dann, wenn ein Normalbeobachter einen Vergleich auf Lautstärkegleichheit zwischen Signalen auf einem Ohr und auf zwei Ohren macht, die Lautstärke des Signals auf jedem der beiden Ohren — getrennt bewertet — einhalb der Lautstärke des Signals auf dem Einzelohr ist. Letzteres gilt während der Stellung der Einohrbeobachtung, ersteres aber während der Zweiohrbeobachtung. Die relativ geringe Schwankung der Einohr-Zweiohrlautstärkevergleiche machen diese Ergebnisse für den Lautstärkemaßstab höchst geeignet. Vor der Vergleichsmessung gleicht der Beobachter durch Reglereinstellung im veränderlichen Kanal jeglichen Unterschied der Empfindlichkeit der Ohren aus.

III. Das dritte Verfahren ist der Vergleich der Lautstärkegleichheit von Signalen unharmonischer Art durch Substitution. Das schlechteste Verfahren bei der Abschätzung der Lautstärke — das im umfassendsten Gebrauch ist — beruht einfach auf der Anwendung eines bekannten Lautstärkemaßstabes als einer Vergleichsgröße. Also wird von einem bereits vorhandenen Maßstab der Lautstärke für einen 1000-Hz-Ton angenommen werden, daß er durch Vergleich von Ton mit irgendeinem gegebenen Signal auf Lautstärkegleichheit einen Lautstärkemaßstab für das Signal ergeben wird. Mit diesem einfachen Verfahren können von einem einzelnen Beobachter gleichbleibende, wiederholbare Lautstärkevergleiche zwischen Ton und Tongemisch gemacht werden — aber nicht mehr, wenn mehrere Beobachter daran beteiligt werden. Die dann auftretenden Unterschiede können bis 30 db betragen. Sie sind beträchtlich größer als die Schwankung bei der Einohr-Zweiohrbestimmung der Lautstärkegleichheit oder

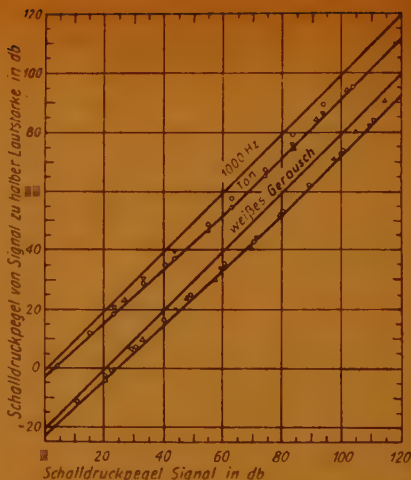


Abb. 1. Ergebnisse von Verfahren aufgezeichnet, um Maßstäbe von Lautstärken für einen Reinton von 1000 Hz und für weißes Geräusch zu bestimmen. Die Kreise stellen die Ergebnisse der Einohr/Zweiohrbestimmungen dar, die umgekehrten Dreiecke die Ergebnisse der Halblautstärkebestimmungen und die Aufrechten Dreiecke die Ergebnisse der Doppellautstärkebestimmungen. Jede Eintragung stellt das Mittel von fünf Bestimmungen durch jeden von sieben erfahrenen Beobachtern dar. Die Vollkreise stellen die Ergebnisse von zehn Einohr/Zweiohrbestimmungen dar, die zu einer früheren Zeit von jedem von drei anderen Beobachtern gemacht worden sind. Die 45°-Linie ist eine Bezugslinie, auf der Ergebnisse liegen würden, die keinen Unterschied der Intensität auf Halblautstärke angezeigt haben. Der Ordinatenmaßstab für die Lautstärkebestimmung des weißen Geräusches ist um 20 db tiefer gelegt worden

auch die bei der Bestimmung des Lautstärkeverhältnisses. Die Methode ist dennoch wegen der leichten und raschen Durchführbarkeit für Lautstärkeuntersuchungen sehr in Betracht zu ziehen.

Beim vorliegenden Versuch wurde der Beobachter angewiesen, die Intensität eines 1000-Hz-Tones so einzuregeln, daß er bei einohriger Beobachtung mit dem als Signal gegebenen weißen Rauschen gleich laut tönt.

Die in Abb. 1 aufgezeichneten Ergebnisse für den 1000-Hz-Ton zeigen eine gute Übereinstimmung zwischen den einzelnen unabhängigen Verfahren. Die Kurve durch die Meßpunkte gibt die Beziehung der Schalldrücke zu der Doppel- und Einfachlautstärke für einen 1000 Hz-Ton wieder. Der Lautstärkemaßstab ist das Integral dieser Funktion. Der Maßstab für Lautstärke wird graphisch oder

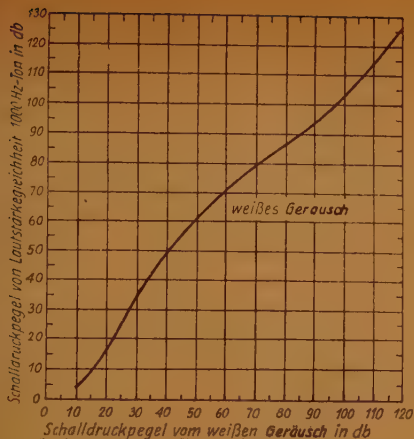


Abb. 2. Ergebnisse von Lautstärkegleichheits-Bestimmungen in db zwischen weißem Geräusch und einem 1000-Hz-Ton. Jede Eintragung stellt das Mittel zweier Bestimmungen durch jeden von vierzehn Beobachtern dar. Die absolute Reizschwelle stimmt mit Schalldruckpegeln überein, die auf 10 und 4 db für das weiße Geräusch oder Ton ermittelt worden sind

durch ein gleichwertiges algebraisches Verfahren entworfen. Im allgemeinen ist hierzu erforderlich, daß die Intensität bei jedem zweiten Meßpunkt schrittweise auf den doppelten Betrag ansteigt. Wegen der Diskussion zur Frage der Auswertung der Funktion wird auf Literatur hingewiesen. Der vorliegend ermittelte Lautstärkemaßstab für den 1000-Hz-Ton zeigt beim Vergleich mit dem Lautstärkemaßstab von Fletsher und Stevens, in ihrer Zusammenfassung von 1938, eine beachtenswerte Abweichung nur bei den hohen Pegeln. Dort liegt zwischen 90...120 db die Fletsherfunktion ungefähr in der Mitte — in ähnlicher Darstellung wie in Abb. 4 — zwischen Stevens Maßstab und dem Maßstab, der das Ergebnis des 1000-Hz-Tones des vorliegenden Versuches ist.

Die Ergebnisse des weißen Geräusches, die nach der Einohr-Zweihr- und der Lautstärkeverhältnismethode bestimmt worden sind, sind ebenfalls in Abb. 1 aufgezeichnet. Die durch die verschiedenen Verfahren erhaltenen Ergebnisse stimmen gut überein. In Abb. 2 sind die Ergebnisse der Unharmonischen (Geräusch und Ton) aufgezeichnet. Diese Ergebnisse sind in Abb. 3 zusammen mit den Ergebnissen von drei fremden Bearbeitern nochmals aufgezeichnet. Zur Beurteilung der Funktion wird festgestellt, daß ihr Anstieg im allgemeinen über niedrigen weißen Rauschpegelgrößen größer als 1 ist, dagegen über höheren

gleich oder weniger als 1. Daher ist der Regelbereich des 1000-Hz-Tones vor einer Messung entsprechend zu wählen.

In Abb. 4 ist der Lautstärkemaßstab für weißes Geräusch aufgezeichnet. Der direkte Maßstab als Integral der Funktion beruht auf der Einohr-Zweihr- und der Lautstärkeverhältnisbestimmung mit weißem Geräusch der Abb. 1. Der abgeleitete Maßstab beruht auf Extrapolation von

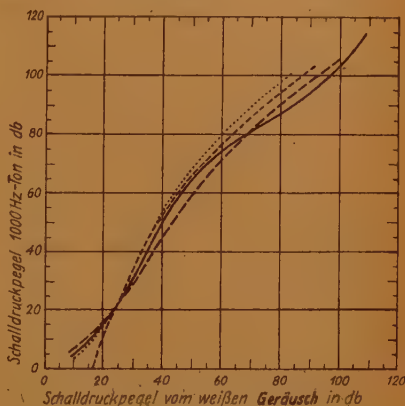


Abb. 3. Ergebnisse von Lautstärkegleichheits-Bestimmungen zwischen weißem Geräusch und einem 1000-Hz-Ton, wie sie bei vier Versuchen gegeben sind. Die ausgezogene Kurve stellt das Ergebnis der vorliegenden Untersuchung für weißes Geräusch dar (obere Grenze bei 5800 Hz); die dick gestrichelte Kurve stellt Millers Ergebnis für weißes Geräusch dar (obere Grenze bei 7000 Hz); die dünn gestrichelte Kurve stellt Brittons Ergebnis für ein weißes Geräusch, unter Freifeld-Bedingungen erhalten, dar (obere Grenze bei 15 000 Hz) und die punktierte Kurve stellt das Ergebnis von Fletsher und Munson für ein komplexes Rauschen mit einem Spektrum dar, das sich dem Umriss der Reizschwelle eng anschmiegt

dem Lautstärkemaßstab des 1000-Hz-Tones (Abb. 2) und der Durchschnittsmaßstab ist ein vorgeschlagener Kompromiß zwischen zwei Maßstäben, indem die Ordinatenwerte des direkten und des abgeleiteten Maßstabes gemittelt sind. Er stellt nach unserem gegenwärtigen Wissensstand die beste Schätzung der Lautstärkefunktion für weißes Geräusch dar.

Eine exakte Kritik an der Extrapolation des Lautstärkemaßstabes des Reintons zu dem des Tongemisches hindert die Veränderlichkeit der Ergebnisse der verschiedenen Verfahren zur Bestimmung von Maßstäben der Lautstärke. Denn dadurch ist der Unterschied zwischen der direkten und der

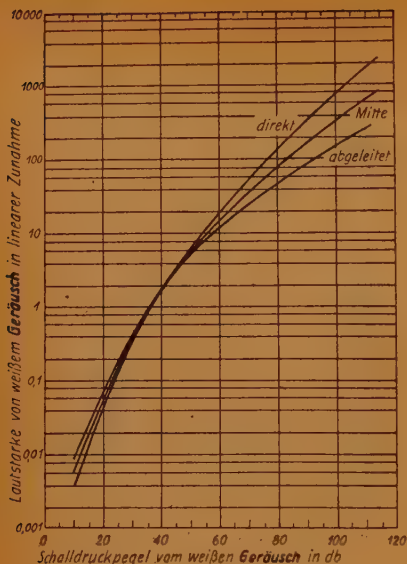


Abb. 4. Maßstäbe von Lautstärken für weißes Geräusch. Der direkte Maßstab ist das Integral der Lautstärke. Aufzeichnung von Abb. 1. Der abgeleitete Maßstab ist die Extrapolation vom Maßstab der Lautstärke für einen 1000-Hz-Ton (Fletcher) durch Mitteilung der Lautstärkeumsetzung zwischen Geräusch und Ton (Abb. 2). Der „Mittel“-Maßstab ist das geometrische Mittel von Lautstärkewerten der direkten und der abgeleiteten Maßstäbe

abgeleiteten Funktion der Abb. 4 nicht mehr festzustellen.

Falls man den Anstieg des Maßstabes der Lautstärke nach Fletcher auf Grund der mehrfach beigebrachten Beweismittel am oberen Ende stellen annehmen wollte, werden die beiden genannten Kurven am oberen Ende sogar enger zusammenliegen. Gri.

(Umfang der Originalarbeit 4 Seiten)

Vorausbestimmung des magnetischen Verstärkers

Der Kontrollstrom, der in einem magnetischen Verstärker fließt, ersetzt die magnetomotorische Kraft, die nötig ist, den spezifischen Anstieg der Flußdichte im Kern aufrecht zu erhalten.

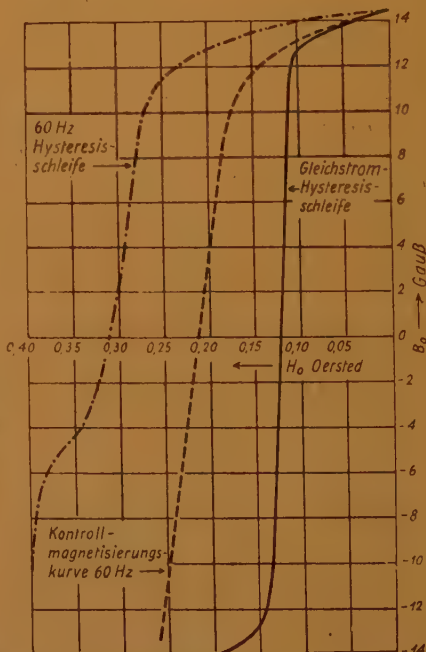
Mit der Kenntnis dieses Anstieges der Flußdichte

kann der magnetische Verstärker¹⁾ ähnlich einem Thyatron behandelt werden. Liegt der Augenblickswert der Kernflußdichte zwischen dem ansteigenden Ast und dem Sättigungszustand im Knie der Hysteresisschleife, so erscheint die ganze Ausgleichsspannung über die Rückwirkung und es wird kein Ausgangswert erhalten. Überschreitet die Kernflußdichte diesen Grenzwert, fällt die Kernleitfähigkeit auf einen sehr niedrigen Wert, und die ganze Ausgleichsspannung erscheint tatsächlich über die Last für den Rest des halben Zyklus.

Solch eine Analyse war von W. J. Dornkoefers²⁾ für Stromkreise mit hoher Kontrollwindungsimpedanz entwickelt. Die hierin beschriebene

¹⁾ Lehmann, H.: Predicting magnetic amplifier control curves. Electrical Engineering 71 (1952), H. 4, S. 311.

²⁾ Dornkoefers, W. J.: Self-saturation in magnetic amplifiers. AIEE Transactions Part. II (1949), S. 835-850



Kontroll-Magnetisierungskurve in Beziehung zu d-c- und dynamischen Hysteresisschleifen für 2 1/2 Zehntel mm starke Deltamax

Methode ist erfolgreich bei Halbwellen- und Ganzwellenstromkreisen dieses Typs.

Diese Analyse ist auf der Voraussetzung gegründet von: 1. vollendeter Gleichrichtung und 2. Kernmaterialien, die stark rechteckige Hysteresisschleifen aufweisen. Obwohl die erste Voraussetzung im Betrieb nicht erfüllt wird, ist es dennoch erlaubt, die Wirkungen des magnetischen Kernes durch diese Analyse zu studieren. Es ist der erste Schritt zur vollständigen Analyse des magnetischen Verstärkers.

Die Bezeichnungen zwischen dem Prüfstrom und dem Anstieg der Flußdichte kann nicht von der d-c-Hysteresisschleife erlangt werden. Wirbelströme im Kern erzeugen Verluste, die durch Rückwirkungswindungen ausgeglichen werden müssen. Wegen der geringen d-c-Koerzitivkraft der die rechteckige Hysteresisschleife besitzenden Werkstoffe, die in hochgradigen magnetischen Verstärkern angewendet sind, ist die verlangte zusätzliche magnetisierende Kraft zur Ergänzung dieser Verluste von großer Bedeutung. Die Koerzitivkraft bei 60 Hz der $2\frac{1}{2}$ Zehntel mm starken Lamellierung der Deltamax ist gleich $2\frac{1}{2}$ mal des Wertes derjenigen unter d-c-Erregung.

Es ist entdeckt worden, daß die Benutzung des Entmagnetisierungs-Quadrates der dynamisch größeren Hysteresisschleife, die bei der einwirkenden Frequenz erhalten worden ist, auch unbefriedigende Wechselbeziehungen zu Versuchsergebnissen liefern.

Es gibt nur den einen Weg, richtige Beziehungen zwischen dem Kontrollstrom und dem Anstieg der Flußdichte zu erhalten. Dazu ist es nötig, mittels einer a-c- und einer d-c-Windung auf einem Muster des Kernmaterials die geringeren dynamischen Hysteresisschleifen für verschiedene magnetisierende Kräfte aufzunehmen. Der Ort der Basistips dieser kleineren Schleifen ist gegen die angewendete Magnetisierungskraft aufgezeichnet und hat die Kontrollmagnetisierungskurve ergeben. Sie ist in Abb. 1 zusammen mit den Hysteresisschleifen aufgezeichnet.

Die so erhaltene Beziehung zwischen Flußdichte und magnetisierender Kraft ist geeignet, die verbleibende Flußdichte in dem Kern für jeden Wert des Kontrollstromes zu bestimmen. Diese Kontrollcharakteristiken gewähren ausgezeichnete Wechselbeziehungen mit Versuchswerten. Damit diese Kurve von höchstem Wert beim Entwurf von magnetischen Verstärkern wird, sollte das Verfahren an dem wirklich verwendungsbereiten Kern vorgenommen werden, um nützlich zu sein. Darin liegt der Hinweis auf die Bedeutung der Materiallegierung und -dichte, des Ausglühens, der Unter-

teilung und der Frequenzwahl. Eine Änderung eines dieser Faktoren wird die Beziehungen zwischen Flußdichte und magnetisierender Kraft verändern und zu einem Fehler in der Berechnung führen. Dies kann eine große Aufgabe scheinen. Es ist das keineswegs der Fall für Hysteresisschleifen oder Kernverlustschleifen, die beim Entwurf von Transformatoren gebraucht werden. Diese Kurven sind in gleicher Weise wertvoll für die Konstrukteure von magnetischen Verstärkern. Grf.

(Umfang der Originalarbeit 1 Seite.)

Der Einfluß der Elektronenlaufzeit auf den Wirkungsgrad von Sende-Tetroden*)

Der Grund für die bekannte Tatsache, daß die von Elektronenröhren abgebbare Sendeleistung mit steigender Frequenz immer mehr abnimmt, liegt teils in den infolge Skin-Effekts steigenden Verlusten, teils in der endlichen Laufzeit der Elektronen. Durch eine eingehende quantitative theoretische Untersuchung wird der Einfluß der Elektronenlaufzeit im Auskoppelraum, der „elektronische Wirkungsgrad“, für eine ebene Tetrode ermittelt. Aus der Elektronenbewegung ergibt sich der Verlauf des influenzierten Anodenstromes. Nur die mit der Anodenwechselspannung in Phase befindliche Komponente dieses Stromes liefert einen Betrag zur Hochfrequenzleistung. Die Hochfrequenzleistung bei großen Amplituden wird durch Integration über alle Elementarladungen innerhalb des Stromflußbereiches gewonnen. Bei kleiner Strom- und Spannungsaussteuerung läßt sich die Rechnung vereinfachen. Der elektronische Wirkungsgrad von Sende-Tetroden, der für verschiedene Betriebsbedingungen berechnet ist, fällt immer annähernd linear von seinem Maximalwert bei tiefen Frequenzen bis auf etwa Null, wenn zwischen Schirmgitter und Anode ein Gleichspannungslaufwinkel von 360° erreicht wird. Der an Senderröhren experimentell bestimmte Wirkungsgrad nähert sich aber schon bei viel kleineren Gleichspannungslaufwinkeln dem Werte Null. Aus diesem Unterschied zwischen den berechneten und gemessenen Werten kann man die Höhe der durch Stromverdrängung bedingten Verluste entnehmen. Bei kleinen Amplituden ergibt sich bei ähnlichen Verhältnissen der Spannungsaussteuerung zur Stromaussteuerung in Abhängigkeit vom Gleichspannungslaufwinkel ein Verlauf des elektronischen Wirkungsgrades, der dem Verlauf der Wirkkomponente des influenzierten Anodenstromes ähnelt, so

*) H. Rothe u. E. Gundert: Telefunken-Zeitung, Jg. 25 (1952), H. 95, Juni, Seite 76.

daß man schon aus diesem auf das Verhalten der Röhre schließen kann. Roe.

Kennlinienfeld-Berechnungen für die ebene Triode*)

Auf Grund der bereits früher**) abgeleiteten örtlichen Verteilung der Katodenstromdichte einer ebenen Triode werden die Stromstärke, die Steilheit und der Verstärkungsfaktor in Abhängigkeit von den Betriebsspannungen ermittelt. Als Parameter werden die drei Röhrenkonstanten, der mittlere Durchgriff, die relative Durchgriffschwankung und die Steilheitskonstante eingeführt. Aus Stromstärke, Steilheit und Verstärkungsfaktor lassen sich die drei Kennlinienfelder der Triode und deren Transformationseigenschaften berechnen. Die Ergebnisse lassen sich bei Einführung normierter Größen in wenigen Kurven umfassend darstellen und leicht diskutieren. Roe.

Die Zellenablenkschaltung mit Spartransformator***)

Zur magnetischen Ablenkung eines Elektronenstrahls, wie sie in der Fernsehrohr benötigt wird, ist es grundsätzlich nicht nötig, Leistung aufzuwenden. Ein Leistungsverbrauch entsteht erst durch die unvermeidlichen Verluste in den Spulen und magnetischen Werkstoffen, die zur Erzeugung des zeitlich veränderlichen Ablenkfeldes dienen, sowie durch die Verluste in den Röhren, die den zeitlichen Ablauf des Feldes steuern. Früher mußte man allerdings diese Verluste noch durch Einfügen von Dämpfungswiderständen künstlich erhöhen, um den gewünschten zeitlichen Verlauf des Feldes zu erhalten. Statt diese Widerstände einzuschalten, kann man auch einen Teil der Energie der Ablenkschaltung zur Erzeugung der zur Strahlbeschleunigung benötigten Hochspannung verwenden, wodurch der Leistungsverbrauch des ganzen Fernsehempfängers herabgesetzt wird. Mit Hilfe der vereinfachten Anlage eines verlustfreien Schwingkreises mit periodisch ein- und ausgeschalteter Zusatzkapazität werden die Zusammenhänge dieser heute weit verbreiteten Schaltung erläutert. In der praktischen Ausführung wird der Schalter durch eine Diode verwirklicht, und die Verluste werden

durch eine Röhre kompensiert, die über einen Autotransformator angekoppelt ist. Diese Röhre steuert auch die Schalttriode. Unter der Annahme, daß die Verluste nur bei der Strahlrückführung entstehen, werden Beziehungen zwischen den Schaltungsgrößen abgeleitet und ihre Bedeutung für die praktische Bemessung der Schaltung dargestellt. Roe.

Der Einfluß einer Fehlanpassung des Antennenkabels auf die Übertragungsverzerrungen bei Frequenzmodulation*)

Wenn das Antennenkabel an Antenne und Gerät nicht vollständig angepaßt ist, entstehen an den Stoßstellen Reflexionen, die bei Frequenzmodulation eine Verzerrung der Momentanfrequenz und eine zusätzliche Amplitudenmodulation bewirken, die nicht nur von der Fehlanpassung, sondern auch von der Laufzeit der Wellen zwischen den Stoßstellen, also von der Kabellänge, abhängen. In Empfängern mit Amplitudenbegrenzung macht sich nur die Verzerrung der Momentanfrequenz bemerkbar und verursacht einen mit der Modulationsfrequenz ansteigenden Klirrfaktor. Bei den üblichen Anpassungswerten und Kabellängen der Rundfunksender bleibt dieser Klirrfaktor in erträglichen Grenzen. Bei den z. Z. vielfach verwendeten Rundfunkempfängern ohne Amplitudenbegrenzung und mit Flankendemodulation treten dagegen auf Grund der beim Sender entstehenden Amplitudenmodulation erhebliche, höhere Verzerrungen auf. Von besonderer Bedeutung wird diese Erscheinung bei der Übertragung eines trägerfrequenten Vielkanalsystems, da sich hier neben den Verzerrungen auch ein nichtlineares Übersprechen zwischen den einzelnen Kanälen ergibt. Um dieses hinreichend klein zu halten, wird man die Kabellänge zwischen Gerät und Antenne auf bestimmte Werte begrenzen müssen. Roe.

BUCHBESPRECHUNG

Dr.-Ing. Wolfgang Dillenburger:

Aufbau und Arbeitsweise des Fernsehempfängers

Fachverlag Schiele & Schön, Berlin 1952,

232 Seiten, 136 Abb., DIN A 5, Halbl. DM 10,80

Die neue deutschsprachige Fernsehliteratur war bis vor kurzer Zeit verhältnismäßig dürftig. Verschiedene Neuerscheinungen haben die Lücken ausgefüllt. Mit dem vorliegenden Buch hat der

*) E. Kettel: Telefonen-Zeitung, Jg. 25 (1952), März, Heft 94, S. 41...50, 10 Abb.

*) W. Dahlke, Kennlinienfeld-Berechnungen für die ebene Triode, deren negatives Steuergitter aus parallelen Runddrähten endlicher Dicke und Steigung besteht. Telefonen-Zeitung, Jg. 25 (1952), Juni, H. 95, Seite 83.

**) W. Dahlke, Gittereffektivpotential und Katodenstromdichte einer ebenen Triode unter Berücksichtigung der Inselbildung. Telefonen-Zeitung, Jg. 24, (1951) Dez. H. 93, Seite 213.

*** R. Andrieu: Telefonen-Zeitung, Jg. 25, (1952), Juni, H. 95, Seite 107.

Verfasser, der zu den besten Sachkennern der Materie zählt, sein Werk „Einführung in die neue deutsche Fernsehtechnik“, das manchem die ersten Schritte in der Fernsehtechnik erleichterte, seine Theorie durch einen umfassenden praktischen Teil ergänzt. Jeder, der mit der Rundfunktechnik vertraut ist, kann sich leicht über die Wirkungsweise und den Aufbau eines Fernsehempfängers an Hand dieses Buches orientieren. Eine Fülle von Anregungen findet aber der Service-Techniker, der genau angeleitet wird, wie man einen Fernseh-Empfänger mißt und vor allem, wie er abgeglichen wird. Die zahlreichen Beispiele, Kurven, Tabellen und der leicht faßliche Text geben eine so ausgezeichnete Übersicht, daß es einem tüchtigen Rundfunktechniker ohne weiteres möglich sein wird, selbst den Entwurf und den Bau eines Fernsehempfängers mit gutem Erfolg vorzunehmen.

Der Inhalt gliedert sich in acht Kapitel, und zwar I. Prinzip einer Bildübertragung, II. Die einzelnen Stufen des Empfängers, III. Die Störungen des Fernsehempfangs, IV. Die Planung eines Empfängers, V. Der Aufbau des Empfängers, VI. Meßtechnik, VII. und VIII. Fachausdrücke und Sachverzeichnis.

In der Reihe der bisher in deutscher Sprache erschienenen Bücher über das Fernsehen wird man besonders gern auf dieses Buch zurückgreifen, das in seinem klaren Aufbau, seiner prägnanten und sachlichen Sprache den besten amerikanischen Service-Büchern an die Seite zu stellen ist.

Christian Wispeintner:

Die elementare Einführung in die Filtertheorie

Sonderdruck aus FUNK UND TON Bd. 6 (1952)
Heft 1, 2, 3 u. 4, 45 S., 76 Abb., Preis DM 3,—

Von dieser ausgezeichneten Arbeit, die eine elementare Einführung in die Filtertheorie darstellt, sind auf Wunsch verschiedener Leser einige broschürte Sonderdrucke hergestellt worden, die gegen Voreinsendung von DM 3,— in beschränktem Umfange abgegeben werden, da auch die ersten Hefte des Jahrgangs vergriffen sind. Dem Verfasser ist es gelungen, die an sich schwierige Filtertheorie an Hand von Vektordiagrammen so leicht faßlich darzustellen, daß auch der weniger in der Materie stehende Techniker und vor allem auch der praktische Ingenieur, der sich nur an seine Schulmathematik erinnern kann, den Stoff ohne weiteres verstehen. Am Tief-, Hoch- und Band-Paß schildert der Verfasser anschaulich die Zusammenhänge, wobei er speziell auch auf den Einfluß der Verluste und auf die Kreuzglieder eingeht. Sehr eingehende und ausführliche Beispiele erleichtern die Rechenarbeiten.

Neuerscheinung

INDUSTRIELLE ELEKTRONIK

VON DR. REINHARD KRETMANN

Umfang 232 Seiten mit 234 Abbildungen
in Ganzleinen gebunden Preis DM 12,50

Dieses Fachbuch gibt Aufschluß über die bedeutenden Fortschritte, die mit Hilfe der Elektronenröhre in ihrer verschiedenartigen Form bei der Verbesserung, Verfeinerung und Rationalisierung von industriellen Fertigungsprozessen erzielt wurden.

Eine interessante Darstellung der wichtigsten in der Industrie benutzten elektronischen Relais, Anlagen und Einrichtungen, ergänzt durch die Schilderung des qualitativen Ablaufs der Vorgänge in den zur Verwendung kommenden Röhren, vermittelt dem Leser die Erkenntnis der grundsätzlichen Wirkungsweise und der Funktion elektronisch arbeitender Hilfsmittel.

Von mathematischen Ableitungen ist nur an wenigen Stellen Gebrauch gemacht, dagegen wurde großer Wert auf eine beträchtliche Anzahl von instruktiven Abbildungen elektronischer Geräte und Schaltbeispiele mit Angaben der elektrischen Werte gelegt.

Dr. Reinhard Kretzmann, der Verfasser dieses Buches, ist einer der bekanntesten Fachleute für Industrielle Elektronik in Deutschland. Sein Werk ist eine Arbeit aus der Praxis und dient dem HF-Techniker als Unterlage für neue Aufgaben auf diesem Gebiet, und auch dem Betriebsingenieur, dem hiermit wertvolle Anregungen zur Modernisierung und Leistungssteigerung des ihm unterstellten Maschinenparks gegeben werden.

Zu beziehen durch Buchhandlungen
andernfalls durch den Verlag

**VERLAG FÜR
RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH**
BERLIN - BORSIGWALDE (Westsektor)

ALTESTE SPEZIALFABRIK FOR ANTENNEN UND BLITZSCHUTZAPPARATE.

KATHREIN-ANTENNEN — EIN QUALITÄTSGEBRIFF.



KATHREIN



KATHREIN

Fernsch-Antennen

EIN- UND MEHREBENEN-
AUSFÜHRUNG
ANTENNEN-ROTOR

ANTON KATHREIN · ROSENHEIM (OBB.)

KATHREIN-ANTENNEN — EIN QUALITÄTSGEBRIFF.

ALTESTE SPEZIALFABRIK FOR ANTENNEN UND BLITZSCHUTZAPPARATE.